

Využití virtuální instrumentace k ověření pokročilých algoritmů kompenzace vyšších harmonických

Advanced Algorithms for Compensation of Harmonics based on Virtual
Instrumentation

Jaroslav Rzidky

Diplomová práce

Vedoucí práce: doc. Ing. Radek Martinek, Ph.D.

Ostrava, 2021

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá ověřením funkčnosti adaptivních algoritmů LMS a RLS pro extrakci harmonických složek a implementací na paralelní aktivní výkonový filtr (SAPF). Ověření funkce adaptivních algoritmů probíhá na reálném zařízení pod označením GENERÁTOR PROUDU BHCGL-1, který byl navržen pro funkci SAPF. Práce se tedy zabývá celým měřicím a řídicím systémem, který je nutný pro správné ověření kompenzace, při použití adaptivních algoritmů LMS a RLS. Cílem této práce je vytvoření aplikace na bázi virtuální instrumentace pro měření dat, jejich zpracování, následné generování kompenzačního proudu a zkoumání chování adaptivních algoritmů.

Klíčová slova

LabVIEW; adaptivní filtrace; řídicí algoritmy pro SAPF; adaptivní algoritmus metody nejmenších čtverců (LMS); adaptivní algoritmus rekurzivní metoda nejmenších čtverců (RLS); Virtuální Instrumentace; cDAQ; Modbus.

Abstract

The diploma thesis deals with the functionality verification of adaptive algorithms LMS and RLS for harmonic extraction and implementation on a shunt active power filter (SAPF). The functionality of adaptive algorithms is verified on a real device GENERÁTOR PROUDU BHCGL-1, which was designed to work as SAPF. This paper deals with whole measuring and control system, which is mandatory for the correct compensation when using adaptive algorithms LMS and RLS. The goal of this paper is to realize application based on virtual instrumentation for data measurement, data processing, generation of compensation current and study of the behavior of adaptive algorithms.

Keywords

LabVIEW; adaptive filtration; control algorithms for SAPF; adaptive algorithm Least Mean Square (LMS); adaptive algorithm Recursive Least Square (RLS); Virtual Instrument; cDAQ; Modbus.

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval svému vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Radku Martinkovi, Ph.D za odborné vedení práce a odbornou konzultaci. Dále bych chtěl poděkovat panu Ing. Janu Barošovi za pomoc při vytváření SW části práce. Především bych chtěl poděkovat své rodině, která mě při studiu podporovala.

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratek	6
Seznam obrázků	8
Seznam tabulek	10
1 Úvod	11
2 Kvalita elektrické energie	13
2.1 Parametry kvality elektrické energie definované normou ČSN EN 50160	14
3 Kompenzace jalového výkonu v elektrické síti	17
3.1 Jalový výkon	17
3.2 Účinník	17
3.3 Kompenzace jalového výkonu v elektrické síti	18
3.4 Základní rozdělení způsobů kompenzace	20
4 Měřicí systémy	25
4.1 Základní funkce monitorovacích systémů	28
5 Metody řízení SAPF	31
5.1 Adaptivní notch algoritmy	31
6 Experimentální část	38
6.1 Rozvaděčová skříň GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1	38
6.2 Řízení a měření na rozvaděčové skříni GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1	43
6.3 Ovládání generátorů proudu BHCGL-1	48
6.4 Komunikační protokol Modbus	48
6.5 Softwarová aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1	53
7 Experimenty	65

Seznam použitých zkratek a symbolů

R	– Odpor [Ω]
L	– Indukčnost [H]
C	– Kapacita [F]
I	– Elektrický proud [A]
U	– Elektrické napětí [V]
P	– Činný výkon [W]
Q	– Jalový výkon [VAr]
S	– Zdánlivý výkon [VA]
$u(t)$	– Okamžitá hodnota napětí [V]
$i(t)$	– Okamžitá hodnota proudu [A]
$x(n)$	– Referenční signál adaptivního filtru [-]
$d(n)$	– Vstupní signál adaptivního filtru [-]
$y(n)$	– Výstupní signál adaptivního filtru [-]
$e(n)$	– Výstupní chybový signál adaptivního filtru [-]
w_i	– Vektorový váhový koeficient [-]
f	– Kmitočet [Hz]
T	– Perioda [s]
λ	– Zapomínací faktor [-]
μ	– Konvergenční konstanta [-]
T_W	– Měřicí okno [s]
U_D	– Napětí stejnosměrného meziobvodu [V]
LED	– Elektroluminiscenční dioda (Light Emitting Diode)
PPF	– Pasivní výkonový filtr (Passive Power Filter)
APF	– Aktivní výkonový filtr (Active Power Filter)
SAPF	– Paralelní aktivní výkonový filtr (Shunt Active Power Filter)
LMS	– Metoda nejmenších čtverců (Least Mean Square)
RLS	– Rekurzivní metoda nejmenších čtverců (Recursive Least Square)
ČSN EN	– Česká státní norma, Evropská norma

THD	– Celkové harmonické zkreslení (Total Harmonic Distortion)
SNR	– Odstup signálu od šumu (Signal to Noise Ratio)
A/D	– Převod analogového signálu na digitální
HDD	– Pevný disk (Hard Disk Drive)
SSD	– Polovodičový disk (Solid State Drive)
SQL	– Strukturovaný dotazovací jazyk (Structured Query Language)
HW	– Hardware
SW	– Software
IGBT	– Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
PCC	– Společný napájecí bod (Point of common coupling)
AC	– Střídavý proud (Alternating Current)
DC	– Stejnosměrný proud (Direct Current)
FIR	– Filtr s konečnou impulzní odezvou (Finite Impulse Response)
FPGA	– Programovatelná hradlová pole (Field Programmable Gate Array)
FFT	– Rychlá Fourierova transformace (Fast Fourier Transform)
DFT	– Diskrétní Fourierova transformace (Discrete Fourier Transform)
cDAQ	– Typ šasi pro vstupní a výstupní moduly (Compact Data Acquisition)
cRIO	– Typ šasi pro vstupní a výstupní moduly (Compact Reconfigurable IO)
COM	– Společný zemní vodič (Common ground)
RTU	– Modbus rozhraní pro sériovou linku. Předchůdce Modbus TCP/IP.
TCP/IP	– Primární přenosový protokol/protokol síťové vrstvy (Transmission Control Protocol/Internet Protocol)
PDU	– Definována struktura zprávy protokolu (Protocol Data Unit)
ADU	– Rozšířená struktura zprávy dle typu sběrnice (Application Data Unit)
MBAP	– Sedmibajtová hlavička MBAP pro Modbus TCP/IP (Modbus Application Protocol)
NI	– National Instruments
LV	– LabVIEW
VI	– Virtuální přístroj (Virtual Instrument)
subVI	– Podřazený virtuální přístroj (Subordinate Virtual Instrument)

Seznam obrázků

3.1	Trojúhelník výkonů.	18
3.2	Odběr elektrické energie bez kompenzace.	18
3.3	Odběr elektrické energie s částečnou kompenzací.	19
3.4	Odběr elektrické energie s úplnou kompenzací.	19
3.5	Obvodové schéma plynule řízeného kompenzačního zařízení.	22
3.6	Blokové schéma paralelního aktivního výkonového filtru.	23
3.7	Blokové schéma sériového aktivního výkonového filtru.	24
4.1	Rozdělení průmyslových měřicích systémů.	25
4.2	Samoobslužný tester jako součást výrobní linky.	26
4.3	Univerzální testovací systém pro testování prototypů integrovaných obvodů.	27
4.4	Monitorovací systém jaderné elektrárny.	28
5.1	Blokový diagram adaptivního notch filtru.	31
6.1	Rozvaděčová skříň GENERÁTORŮ PROUDU BGCGL-1	39
6.2	Blokové schéma rozvaděče BHCGL-1	40
6.3	Schéma zapojení generátoru proudu	41
6.4	Zapojení vazební indukčnosti L_F	42
6.5	Závislost generovaného proudu na frekvenci	42
6.6	Schéma zapojení říditelné elektrické zátěže	43
6.7	NI cDAQ 9189 osazený měřicími moduly NI 9215 a řídicími moduly NI 9263	44
6.8	Šasi NI cDAQ 9189	44
6.9	Měřicí modul NI 9215	45
6.10	Řídicí modul NI 9263	45
6.11	Měřicí převodník proudu SCM3I1	46
6.12	Měřicí převodník napětí SCM3U1	47
6.13	Ovládací panel BHCGL-1.	48
6.14	Základní struktura zprávy komunikačního protokolu Modbus RTU.	49

6.15	Základní struktura zprávy komunikačního protokolu Modbus TCP/IP.	49
6.16	Uživatelské rozhraní aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1.	54
6.17	Zjednodušená architektura aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1.	55
6.18	subVI pro vyčtení stavového slova.	56
6.19	subVI pro vyčítání výstupní frekvence.	57
6.20	subVI pro zapnutí generátoru.	57
6.21	subVI pro nastavení módu generátoru proudu a elektronické zátěže.	58
6.22	subVI pro Watchdog.	58
6.23	Blokový diagram zobrazující běh smyčky pro čtení dat z cDAQu.	59
6.24	Blokový diagram zobrazující běh smyčky pro zpracování dat.	60
6.25	subVI pro aplikaci Notch LMS algoritmu.	61
6.26	subVI pro aplikaci Notch RLS algoritmu.	61
6.27	subVI pro fázový závěs.	62
6.28	subVI pro regulaci kmitání kmitočtu v elektrické síti.	62
6.29	subVI pro výpočet THD.	63
6.30	Blokový diagram zobrazující běh smyčky pro zápis dat do cDAQu.	63
6.31	Přehled provedených experimentů a jejich hodnoty průměrného relativního zlepšení THD.	64
7.1	Průběh naměřeného experimentu s vyznačenými řezy.	65
7.2	Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po ideální kompenzaci.	66
7.3	Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po ideální kompenzaci se zpožděním dvou časových oken.	66
7.4	Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po aplikaci LMS algoritmu.	68
7.5	Experiment (výřez A), aplikace LMS algoritmu.	69
7.6	Experiment (výřez B), aplikace LMS algoritmu.	70
7.7	Experiment (výřez C), aplikace LMS algoritmu.	71
7.8	Experiment (výřez D), aplikace LMS algoritmu.	72
7.9	Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po aplikaci RLS algoritmu.	73
7.10	Experiment (výřez A), aplikace RLS algoritmu.	75
7.11	Experiment (výřez B), aplikace RLS algoritmu.	76
7.12	Experiment (výřez C), aplikace RLS algoritmu.	77
7.13	Experiment (výřez D), aplikace RLS algoritmu.	78

Seznam tabulek

2.1	Limitní hodnoty jednotlivých harmonických složek napětí dle normy ČSN 50160. . .	15
5.1	Přehled běžně používaných metod pro extrakci harmonických složek.	35
6.1	Parametry měřících převodníků proudu SCM3I1.	46
6.2	Parametry měřících převodníků napětí SCM3U1.	47
6.3	Hlavička Modbus TCP/IP protokolu (MBAP).	49
6.4	Stavové informace Modbus protokolu pro BHCGL-1.	50
6.5	Stavové slovo Modbus protokolu pro BHCGL-1.	51
6.6	Tabulka měřených veličin pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1.	51
6.7	Řídící slovo Modbus protokolu pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1.	52
6.8	Registry pro čtení a zápis pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1.	52
6.9	Zadávání harmonických složek pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1.	53
7.1	Výsledky experimentu po aplikaci adaptivního algoritmu LMS.	67
7.2	Výsledky experimentu po aplikaci adaptivního algoritmu RLS.	73

Kapitola 1

Úvod

V posledních desetiletích dochází k intenzivnímu nárůstu používání nelineárních zátěží, a to jak v průmyslových aplikacích (výkonové měniče, osvětlovací LED systémy, obloukové jednotky a další), tak i v oblasti spotřební elektroniky (televize, počítače, LED osvětlení a další). Vlivem nárůstu používaných nelineárních zátěží dochází k zatížení elektrické sítě harmonickými složkami a jalovým výkonem, což způsobuje řadu negativních účinků (vzájemné ovlivňování přístrojů, ztráty na vedení a transformátorech).

Pro kompenzaci harmonických složek se běžně používají dva typy výkonových filtrů: pasivní [1],[2] a aktivní [1],[2]. Pasivní výkonové filtry (PPF) jsou levné a dosahují vysoké účinnosti, ale tyto filtry vyžadují více prostoru, mohou vzniknout rezonance, pro každou kompenzovanou harmonickou složku je vyžadován jeden PPF a při změně architektury kompenzovaného systému je původní návrh pasivních výkonových filtrů nepoužitelný. Aktivní výkonové filtry (APF) lze rozdělit na sériové aktivní výkonové filtry [1],[3] a paralelní aktivní výkonové filtry [1],[4], případně jejich kombinaci. Sériové APF slouží k řešení problémů spojených s napětím, jako je harmonické zkreslení napětí, napěťové flikry a další. Paralelní APF se používají ke kompenzaci nelineárního proudu a jalového výkonu. Aktivní výkonové filtry nerezonují a jsou schopny pracovat v systému, kde dochází k proměnnému zatížení elektrické sítě, ale mají vyšší spínací ztráty než PPF. Aktivní výkonové filtry jsou speciálně řízené střídače a pro jejich řízení se používá výkonná výpočetní jednotka, která musí neprodleně reagovat na výskyt harmonických složek v elektrické síti. Pro extrakci harmonických složek se používají algoritmy, které se dělí na algoritmy pracující v časové doméně [5],[6],[7],[8],[9], frekvenční doméně [10],[11],[12] a adaptivní algoritmy [13],[14],[15].

Teoretická část práce se zabývá problematikou kvality elektrické energie, kde jsou v kapitole 2 popsány základní parametry kvality elektrické energie, dle normy ČSN EN 50160 [16]. Dále se práce zabývá problematikou kompenzace jalového výkonu, kde jsou v kapitole 3 popsány základní způsoby kompenzace jalového výkonu a harmonických složek proudu. Následně se práce zabývá problematikou měřících systémů, kde jsou v kapitole 4 detailně popsány různé typy měřících systémů. Poslední část teoretické práce se zabývá problematikou řízení SAPF, kde jsou v kapitole 5 detailně

popsány metody, které byly aplikovány v rámci praktické části práce. Tato kapitola je ukončena tabulkou, kde jsou vypsány všechny běžně používané metody pro extrakci harmonických složek. Tabulka slouží pro jednoduché srovnání daných metod, za jakých podmínek jsou schopny pracovat a jaké mají výhody či nevýhody.

V rámci experimentální části byl navržen měřicí a řídicí systém pro ověření adaptivních algoritmů LMS a RLS pro extrakci harmonických složek proudu na bázi virtuální instrumentace. Pro praktické ověření slouží paralelní APF, který je obsažen v rozvaděčové skříni GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1, která je umístěna v budově FEI CPIT TL3¹ v kampusu VŠB-TUO. V rámci této kapitoly je popsána HW i SW část tohoto měřicího a řídicího systému. Funkčnost adaptivních algoritmů byla experimentálně ověřena na 30s scénáři, kde se zkoumala schopnost adaptivního filtru reagovat na přechodové jevy. Funkčnost algoritmů je hodnocena především podle hodnoty THD, ale zohledňuje se také doba konvergence.

¹Platforma nových technologií FEI CPIT TL3 je budova se sofistikovaným building management systémem, fotovoltaickou elektrárnou, rychlodobíjecími stanicemi pro elektrická vozidla, možnostmi sledování a řízení energetických toků. Dále disponuje rozsáhlou integrovanou sítí rozmanitých senzorických systémů. Je součástí infrastruktury budov, umožňující vysoko objemové datové přenosy, ukládání velkých datových objemů a dále sdílení infrastrukturních kapacit, využívaných za účelem výrobního procesu.

Kapitola 2

Kvalita elektrické energie

Pojem kvalita elektrické energie nabývá na významu především od konce 80. let v oblasti dodávky elektrické energie. To je způsobeno tím, že dodavatelé i spotřebitelé elektrické energie se stále více zajímají o kvalitu elektrické energie. Kvalita elektrické energie je tedy zastřešující koncept pro různé problémy v elektrické soustavě, avšak tyto problémy nemusí být nutně nové. Novinkou je, že se inženýři nyní pokoušejí řešit tyto problémy pomocí systémového přístupu, místo aby problémy řešili individuálně. Mezi tyto problémy patří například ekonomické ztráty na straně distributora z důvodu protékajícího jalového výkonu, kdy vznikají ztráty na vedení. Dalším problémem je, že moderní výkonová elektronická zařízení jsou citlivější na rušení obsažené v napětí elektrické soustavy než jejich předchůdci před dvaceti lety. Navíc tyto zařízení také vytvářejí rušení, které může ovlivnit další zařízení. Hlavním problémem jsou zde usměrňovače a střídače, které zatěžují elektrickou soustavu harmonickými složkami. Tyto zařízení jsou používány dlouhodobě, ale teprve v tomto století je enormní nárůst nelineární spotřební elektroniky, kdy jednotlivé spotřebiče negenerují mnoho harmonických proudů, ale dohromady způsobují markantní zkreslení napájecího napětí [17], [18].

V ideálním případě by měl odběratel od dodavatele odebírat elektrickou energii v kvalitě, ve které je vyráběna. Jednalo by se tedy o třífázovou souměrnou napěťovou soustavu s čistě sinusovým průběhem o konstantní amplitudě a frekvenci v každé fázi. V reálném prostředí má ale na elektrickou energii vliv mnoho faktorů, jako jsou vlastnosti přenosové a distribuční soustavy a připojená elektrická zátěž. Každá jednotlivá část podléhá vlivům, jež mohou narušit nebo přerušit dodávku elektrické energie. Především se jedná o elektrické nebo mechanické vlivy způsobené opotřebením, počasím, lidským zásahem a dalšími.

Elektrická energie je považována za produkt, který má splňovat určité parametry. Kvalita elektrické energie podléhá normě ČSN 50160 [16]. V minulosti byla kvalita elektrické energie posuzována především na základě stabilního napětí a kmitočtu. V současné době je snaha o snížení spotřeby elektrické energie, proto se používají úsporná zařízení a přístroje. Nevýhodou těchto přístrojů je, že mají nelineární nebo proměnlivou V-A charakteristiku. Vzhledem k tomu, že došlo ke změně typického zatížení elektrické sítě, musely se změnit i parametry posuzování kvality elektrické sítě.

2.1 Parametry kvality elektrické energie definované normou ČSN EN 50160

Kvalita elektrické energie dodávaná spotřebiteli je definovaná normou ČSN EN 50160 [16]. V této normě jsou definovány a popsány jednotlivé parametry určující kvalitu elektrické energie v třífázových soustavách.

2.1.0.1 Jmenovité napětí

Normalizovaná velikost napájecího napětí pro veřejnou síť nízkého napětí je pro čtyřvodičové napájecí třífázové soustavy $U_n = 230$ V mezi fázovým a nulovým vodičem. Mezi jednotlivými fázovými vodiči třífázové soustavy je pak sdružené napětí 400 V. Pro třívodičové soustavy se udává pouze sdružené napětí 230 V mezi dvěma fázovými vodiči.

Za normálních provozních podmínek veřejné sítě nízkého napětí musí být 95 % průměrných efektivních hodnot napájecího napětí měřených v desetiminutových intervalech v rozsahu $230 \text{ V} \pm 10 \%$, tj. 207 až 253 V. Navíc všechny průměrné efektivní hodnoty musí být v intervalu $230 \text{ V} + 10 \%$ / -15% , tj. 195,5 až 253 V.

2.1.0.2 Kmitočet sítě

Jmenovitý kmitočet napájecí sítě udáván normou je 50 Hz. Za normálních provozních podmínek musí být střední hodnota frekvence v intervalu $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$ a musí se měřit v 10s intervalech. Střední hodnota frekvence základní harmonické musí tedy být v intervalu 49,5 až 50,5 Hz po dobu 99,5 % kalendářního roku. Navíc frekvence napájecího napětí nesmí nikdy překročit interval $50 \text{ Hz} + 4 \%$ / -6% , tj. 47 až 52 Hz.

2.1.0.3 Harmonická a mezipharmonická napětí

Harmonické napětí je definováno jako napětí s frekvencí rovnou celému násobku (řádu) základní frekvence napájecího napětí v elektrické síti a vznikají zpětným působením nelineárních přístrojů a zařízení do distribuční sítě. V oblasti malých výkonů se jedná například o počítače, úsporné zářivky a televizory. V oblasti velkých výkonů se jedná například o výkonové měniče a zářivkové soustavy. Odběrem nelineárního proudu těmito přístroji a zařízeními dochází ke zkreslení sinusové křivky napětí. Nesinusový proud způsobí úbytek napětí na impedanci sítě, kterou prochází a tím dochází k deformaci křivky napětí.

Pro definování harmonického zkreslení sinusového signálu se používá parametr činitel harmonického zkreslení THD. Tento parametr je definován jako poměr součtu všech harmonických složek k základní harmonické složce.

Tabulka 2.1: Limitní hodnoty jednotlivých harmonických složek napětí dle normy ČSN 50160.

Sudé harmonické			Liché harmonické		
Řád harmonické	Frekvence harmonické složky (Hz)	Harmonické napětí (%)	Řád harmonické	Frekvence harmonické složky (Hz)	Harmonické napětí (%)
2	100	2	3	150	5
4	200	1	5	250	6
6	300	0,5	7	350	5
8	400	0,5	9	450	1,5
10	500	0,5	11	550	3,5
12	600	0,5	13	650	3
14	700	0,5	15	750	0,5
16	800	0,5	17	850	2
18	900	0,5	19	950	1,5
20	1000	0,5	21	1050	0,5
22	1100	0,5	23	1150	1,5
24	1200	0,5	25	1250	1,5

$$THD_U = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100. \quad (2.1)$$

V veřejné síti nízkého napětí musejí za normálních podmínek dodržet, že 95 % středních efektivních hodnot napětí každé harmonické složky musí být menší nebo rovna hodnotě uvedené v tabulce 2.1. Měření probíhá v desetiminutových intervalech. Zároveň musí platit, že činitel harmonického zkreslení THD_U zahrnuje harmonické složky do 50. řádu a musí být menší nebo roven 8 %.

2.1.0.4 Souměrnost napájecího třífázového napětí

Souměrnost napájecího napětí znamená, že mají napětí jednotlivých fází stejnou velikost a jsou vzájemně posunuta o 120°. Vliv na nesouměrnost mají různá jednofázová i třífázová zařízení, která způsobují fázový posuv. Parametr charakterizující nesouměrnost se nazývá činitel nesouměrnosti:

$$\rho = \frac{|U_2|}{|U_1|} \cdot 100, \quad (2.2)$$

kde U_2 je efektivní hodnota zpětné souměrné složky a U_1 je efektivní hodnota sousledné složky.

Za normálních podmínek veřejné sítě nízkého napětí musí být 95 % středních efektivních hodnot napájecího napětí v desetiminutových intervalech v rozsahu 0 až 2 % sousledné složky.

2.1.0.5 Kolísání napětí

Jedná se o rychlou změnu efektivní hodnoty napětí mezi dvěma ustálenými, po sobě následujícími stavy. Obvykle jsou způsobeny změnami zatížení, například rozběh motoru. Za normálních provozních podmínek veřejné sítě nízkého napětí tyto změny nepřesahují 5 % jmenovitého napětí. Vyšší změny mohou nastat například na koncích dlouhých vedení, kde hodnota úbytku jmenovitého napětí může dosáhnout až 10 %.

2.1.0.6 Flikr

S výše uvedenou problematikou kolísání napětí souvisí problematika flikru. Zájem o tuto problematiku není z důvodu vlivu kvality elektrické sítě na připojené přístroje, ale z důvodu negativního vlivu na člověka. Vlivem kolísání napětí dochází ke změnám jasu světelných zdrojů, které vnímá lidské oko. Po překročení jistých limitů jsou změny jasu svým působením na zrak velmi nepříjemné či dokonce škodlivé pro lidské zdraví. Negativní vliv flikru lze charakterizovat parametry jako: velikostí změn napětí, opakovací frekvencí a intervalem změn napětí. Z hlediska frekvence je nejmarkantnější frekvenční pásmo od 4 do 10 Hz s maximem citlivosti při 7,5 Hz. Vjem flikru je velmi obtížné objektivně zhodnotit, jelikož každý člověk je na tento jev jinak citlivý, a tedy na něj má jiný účinek [1].

ČSN 50160 [16] udává, že za normálních provozních podmínek veřejné sítě nízkého napětí musí být po 95 % času dlouhodobá míra vjemu flikru $P_{lt} \leq 1$.

Kapitola 3

Kompenzace jalového výkonu v elektrické síti

Velká část spotřebičů elektrické energie vyžaduje pro svou funkci magnetické pole, pro jehož vytvoření je potřeba jalový výkon. Takto připojený spotřebič odebírá zároveň činný i jalový proud. Důsledkem toho je potřeba dimenzovat vedení na průchod činné i jalové složky proudu. Navíc průchodem jalového proudu vedením vznikají další ztráty na vedení. Aby k tomuto nedocházelo, je žádané dodávat jalový výkon z jiného zdroje jalového výkonu, než je generátor v elektrárně.

3.1 Jalový výkon

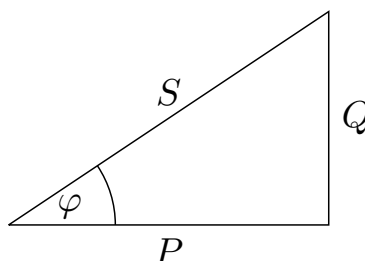
Jalový výkon Q se v elektrické síti na rozdíl od činného výkonu nespotřebovává, ale přelévá mezi zdrojem a spotřebičem. Tento výkon je potřebný k vytváření magnetického a elektrického pole jak ve spotřebičích, tak i v elektrizační soustavě. U jalového výkonu rozlišujeme, jestli se jedná o kapacitní nebo induktivní charakter zátěže. Induktivní charakter znamená, že fázor proudu zaostává za fázorem napětí o 0° až 90° . Kapacitní charakter znamená, že fázor proudu předbíhá napětí o 0° až 90° . Pro kompenzaci jalového výkonu je pak nutno dodat jalový výkon opačného charakteru. Jalový výkon je dán následující rovnicí:

$$Q = U \cdot I \cdot \sin\varphi. \quad (3.1)$$

3.2 Účinník

Účinníkem lze zhodnotit kvalitu odběru elektrické energie z elektrické sítě. Udává poměr mezi činným a zdánlivým výkonem. Při hodnotě účinníku $\cos\phi=1$ se přenáší pouze činný výkon a spotřebič pak má charakter odporové zátěže. Účinník vychází z trojúhelníku výkonu, viz. obrázek 3.1 a je dán následující rovnicí:

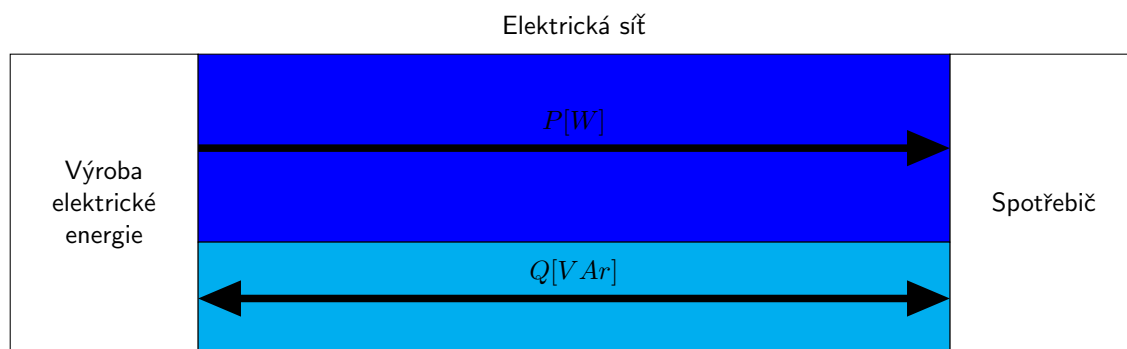
$$\cos\varphi = \frac{P}{S} \quad (3.2)$$



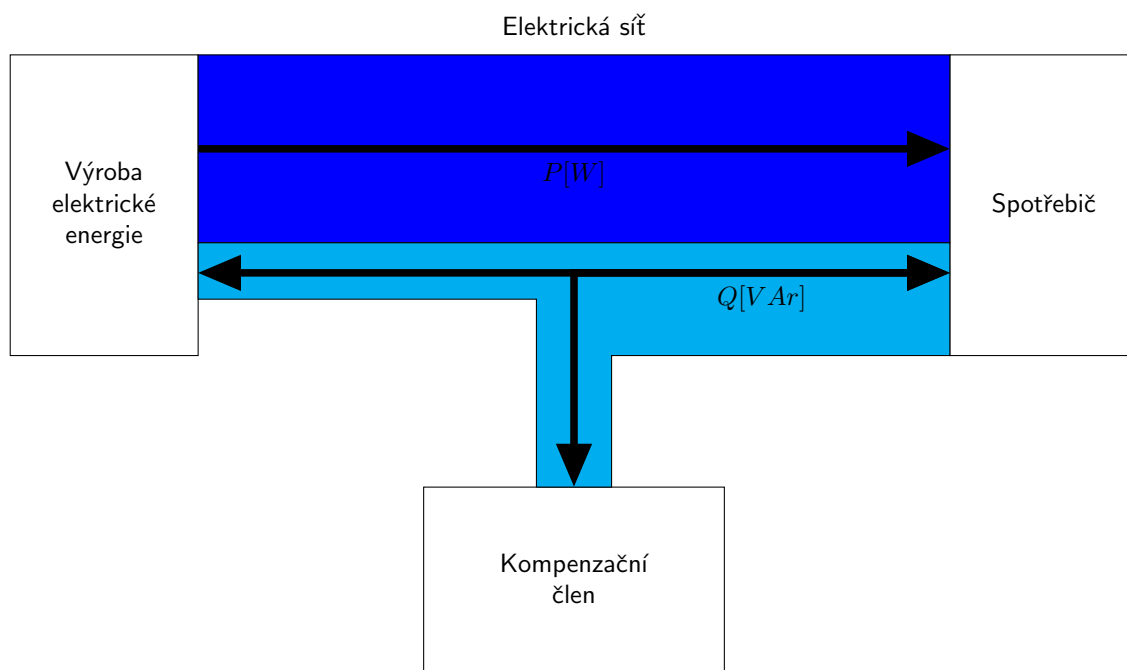
Obrázek 3.1: Trojúhelník výkonů.

3.3 Kompenzace jalového výkonu v elektrické síti

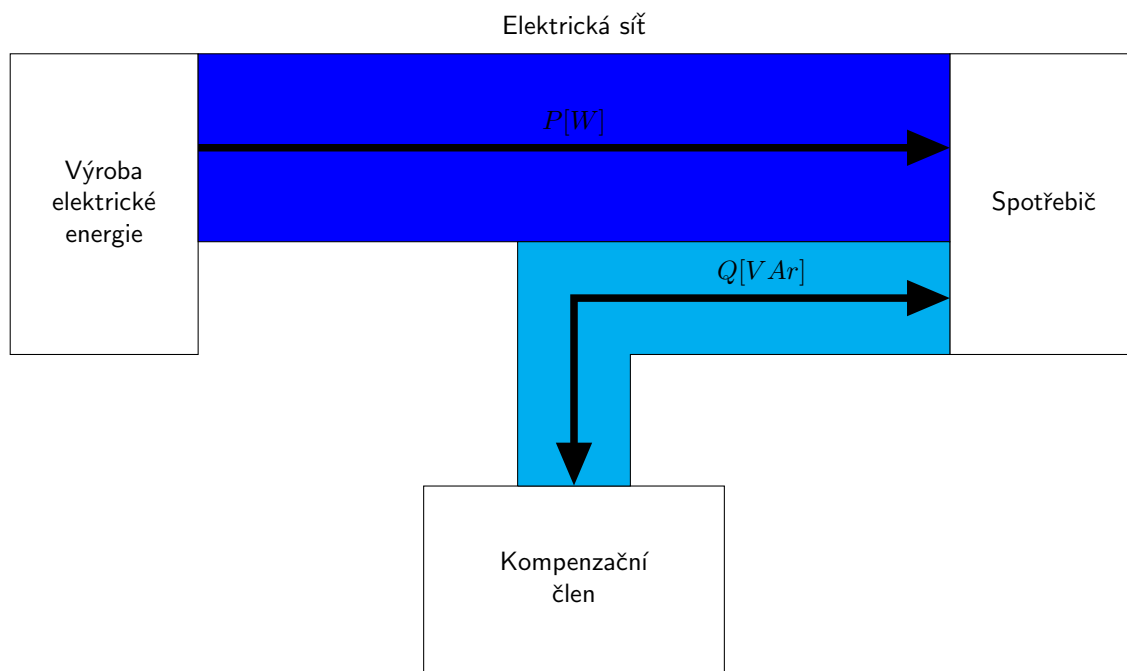
Z pohledu kompenzace jalového výkonu rozlišujeme tři stavy. Na obrázku 3.2 je zobrazen první stav, kterým je tzv žádná kompenzace, kdy se jalový výkon přenáší mezi elektrárnou a spotřebičem. Druhým stavem je částečná kompenzace, jejíž princip je zobrazen na obrázku 3.3, kdy větší část jalového výkonu je dodávána kompenzátorem a menší část jalového výkonu se odebírá z elektrické sítě. Posledním stavem je úplná kompenzace, kdy se jalový výkon dodává jen kompenzátorem a její princip je zobrazen na obrázku 3.4.



Obrázek 3.2: Odběr elektrické energie bez kompenzace.



Obrázek 3.3: Odběr elektrické energie s částečnou kompenzací.



Obrázek 3.4: Odběr elektrické energie s úplnou kompenzací.

3.4 Základní rozdělení způsobů kompenzace

V této kapitole jsou popsány jednotlivé prostředky pro kompenzaci jalového výkonu. Kompenzace jalového výkonu se dále dělí podle připojení do sítě na následující [1]:

- Individuální – V tomto případě je kompenzační zařízení připojeno na svorky spotřebiče či v jeho blízkosti. V takovémto případě je odlehčena celá elektrifikační soustava od elektrárny až po spotřebič.
- Skupinovou – V tomto případě je kompenzační zařízení připojeno na přípojnících rozvaděče pro skupinu spotřebičů. Například se jedná o kompenzaci na hlavních rozvaděcích vn/nn v rozvodech průmyslových podniků. Při tomto zapojení je odlehčen úsek vedení od elektrárny k tomuto rozvaděči. Vzhledem k soudobosti spotřebičů vychází kompenzační výkon menší a je vyžadována jeho regulace.
- Centrální – V tomto případě je kompenzační zařízení připojeno na přípojnice vstupní trafostanice podniku. Tato varianta rovněž vyžaduje regulaci a většinou je nutné řešit kompenzaci na úrovni vysokého napětí, což je finančně nákladnější.
- Kombinovaná – Je to kombinace výše uvedených variant. Tato varianta je dosti rozšířená, a to zejména v průmyslu.

3.4.1 Rotační kompenzační zařízení

Do skupiny rotačních kompenzačních zařízení patří synchronní elektromotory a synchronní kompenzátory. Synchronní elektromotory se používají v aplikacích, kde se očekává poměrně stabilní zátěžný moment, jako jsou pohony čerpadel, ventilátorů, rotačních pecí apod. a jsou zcela nevhodné pro aplikace s dynamicky se měnícím jalovým výkonem [1].

Změnou velikosti budícího proudu motoru ale můžeme měnit účinník odběru motoru, a to v kapacitní i induktivní oblasti. K dosažení stálého účinníku při různém zatížení je třeba vhodným způsobem řídit budící proud, čehož lze docílit osazením synchronního motoru regulátory. Synchronní kompenzátory jsou vlastně synchronní motory pracující naprázdno, tedy s minimálním činným výkonem a širokým rozsahem regulace jalového výkonu [1].

3.4.2 Statické kompenzátory

Statické kompenzátory na rozdíl od rotačních kompenzačních zařízení nejsou závislé na dodávce činné energie a mají nižší nároky na obestavěný prostor. V klasickém pojetí jsou statické kompenzátory tvořeny pasivními RLC prvky a v moderním pojetí se jedná o tzv. aktivní filtry [1].

3.4.2.1 Prosté kondenzátory

Výkonové kondenzátory se dělí na mnohé typy, které jsou vhodné pro různé aplikace a vyžadují jiné parametry. Výkonový kondenzátor určený pro zlepšení účinníku střídavých elektrických zařízení a jeho aplikace vyžaduje zabezpečení zejména těchto tří hlavních požadavků [1]:

- Tepelná stabilita při vysokém jalovém výkonu.
- Odolnost vůči přepětí.
- Spolehlivost a bezpečnost provozu.

Kvalita kondenzátorů je výrazně ovlivněna ztrátami kondenzátorů, které jsou dány například ztrátou dielektrika, vybíjecích odporů a dalších. Velký vliv na životnost kondenzátorů má provozní teplota a frekvenční závislost jejich impedance. Prosté kondenzátory lze použít pro kompenzaci jalového výkonu v sítích nízkého i vysokého napětí, ale s malými úrovněmi energetického rušení. Tedy v sítích, kde podíl instalovaného výkonu nelineárních spotřebičů nepřesahuje 10-15 % výkonu napájecího transformátoru [1].

3.4.2.2 Pasivní RLC filtry

Pasivní RLC filtry se používají pro současnou kompenzaci harmonických složek proudu a jalového výkonu v elektrické síti. Takovýto kompenzační filtr tvoří sériový rezonanční RLC obvod, který je naladěn na harmonickou složku proudu, na kterém se filtr chová ideálně jako zkrat, čímž dojde k její kompenzaci. Pasivní filtr se pak chová pro první harmonickou jako kondenzátor, a tedy kompenzuje jalový výkon. Resonanční kmitočet obvodu f_r je dán Thompsonovým vztahem [1]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (3.3)$$

Kompenzační filtry se v praxi používají jako skupina paralelních filtrů naladěných na jednotlivé dominantní harmonické složky proudu. Nevýhodou pasivních filtrů je, že musíme znát předem charakter zátěže a pokud dojde ke změně charakteru zátěže, tak se musí celá skupina paralelních filtrů vyměnit [1].

3.4.3 Způsoby řízení kompenzačního výkonu

V této kapitole jsou popsány nejčastější způsoby řízení kompenzačních zařízení.

3.4.3.1 Stupňovité řízení kompenzačního výkonu

U tohoto řízení kompenzačního výkonu je důležitá volba počtu a velikosti stupňů. Tato platí pro kontaktní i bezkontaktní kompenzátory, a to pro nízké i vysoké napětí. Volba počtu stupňů závisí na

reálné velikosti jednoho stupně, celkovém vyžadovaném kompenzačním výkonu a na žádané hodnotě vykompenzování, obvykle $\cos\varphi_0 \geq 0,95$ neboli $\tan\varphi_0 \leq 0,33$ [1].

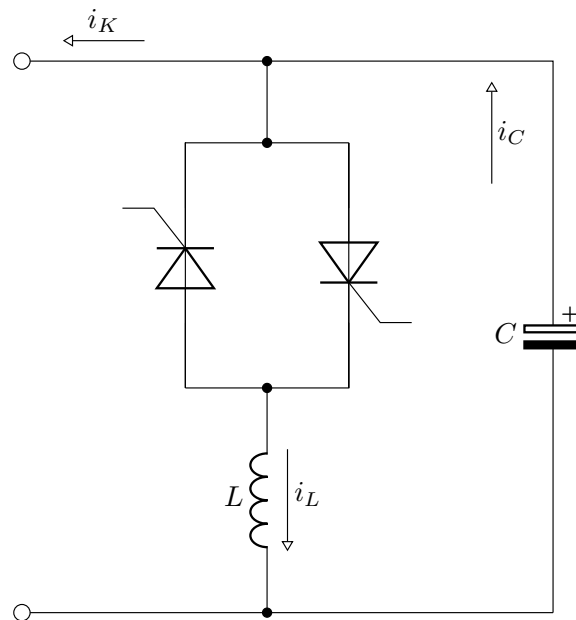
$$\frac{Q_L - NQ_{C1}}{P} \leq \tan\varphi_0. \quad (3.4)$$

kde Q_L je jalový induktivní výkon zátěže, Q_{C1} je výkon jednoho kompenzačního stupně a N je počet stupňů kompenzátoru.

Z principu stupňovité kompenzace vyplývá, že není možné vykompenzovat velikost jalového výkonu, jehož hodnota odpovídá jednomu kompenzačnímu stupni kompenzátoru. Tato hodnota je právě míra nevykompenzování, která klesá při zvýšení počtu připojených stupňů [1].

3.4.3.2 Plynulé řízení – pasivní

Plynulé řízení jalového výkonu je možné provést řízením proudu, který prochází tlumivkou. Při použití fázově řízeného tyristorového spínače v antiparalelním zapojení, získáme základní zapojení výkonového obvodu pro plynulé pasivní řízení. Toto zapojení však umožňuje řízení pouze induktivního proudu. Aby bylo možné také řídit kapacitní proud, tak je nutné paralelně připojit kondenzátor, jako je zobrazeno na obrázku 3.5 [1].



Obrázek 3.5: Obvodové schéma plynule řízeného kompenzačního zařízení.

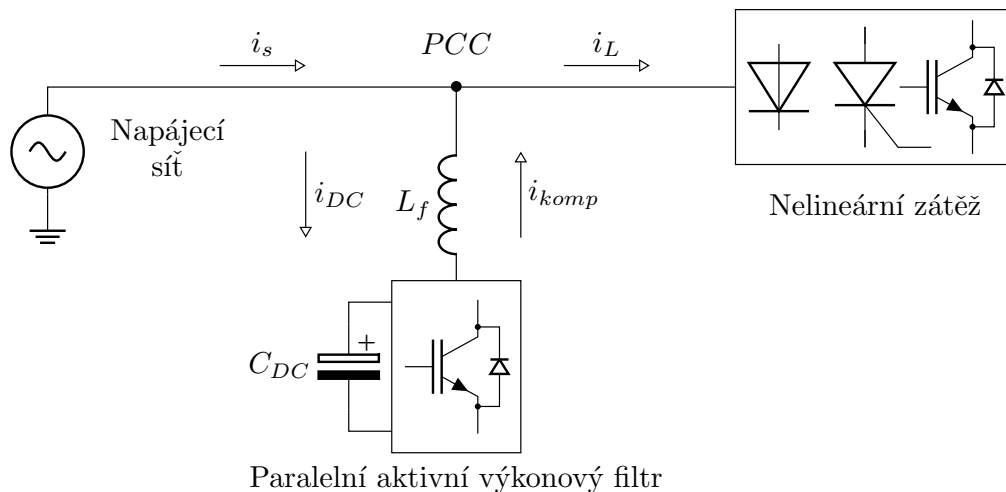
Plynulé pasivní řízení nachází uplatnění v oblastech, kde dochází k dynamické změně jalového výkonu, například u řízení pohonů nebo obloukových pecí [1].

3.4.3.3 Plynulé řízení – aktivní

Aktivní filtry tvoří generátory, které jsou sériově nebo paralelně připojené k zátěži a jsou řízené vhodným regulačním systémem tak, aby byla kompenzace harmonických složek napětí či proudu zajištěna i v dynamických stavech. Způsobem zapojení aktivního filtru lze pak vylepšit napětí, proud nebo obojí. Na základě těchto požadavků se pak používají sériové, paralelní nebo kombinované aktivní filtry [1].

3.4.3.3.1 Paralelní aktivní filtr

Paralelní aktivní filtr tvoří řízený generátor proudu, který je paralelně připojen k zátěži. Tento filtr slouží k eliminaci nežádoucích harmonických složek proudu tak, že generuje shodné harmonické složky, ale v opačné fázi a zavádí je do sítě. Tímto způsobem se filtruje proud odebíraný ze sítě a tím se také upravují deformace napětí, které byly způsobeny zátěží. Blokové schéma paralelního aktivního filtru je zobrazeno na obrázku 3.6 [1].



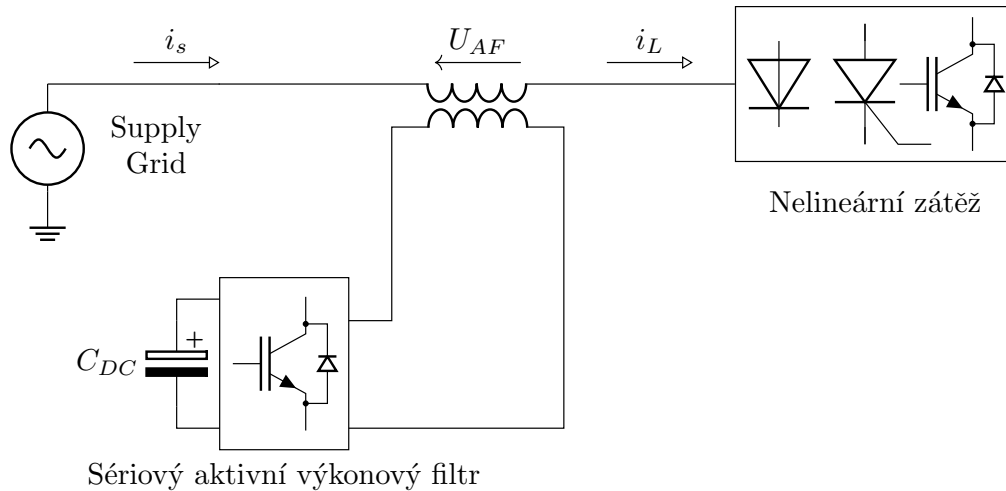
Obrázek 3.6: Blokové schéma paralelního aktivního výkonového filtru.

Generátory napětí či proudu mohou být tvořeny můstkovým zapojením polovodičových spínačů (IGBT), které jsou v třífázovém systému tvořeny šesti spínači a zdrojem napětí či proudu. V praxi se osvědčilo provedení se zdrojem napětí. Jelikož je samotný měnič filtru vlivem spínání polovodičových spínačů zdrojem harmonických složek, je nutné zařadit mezi napájecí síť a aktivní filtr pasivní filtr typu LC dolní propust [1].

Výhodou paralelních aktivních filtrů od pasivních filtrů je, že nedochází k rezonanci a také není potřeba předem znát charakter zátěže nebo měnit celý filtrační systém při změně charakteru zátěže.

3.4.3.3.2 Sériový aktivní filtr

Na obrázku 3.7 je zobrazeno blokové schéma sériového aktivního filtru. Aktivní filtr je tvořen generátorem napětí a je připojen mezi svorky sítě a svorky spotřebiče. Sériový aktivní filtr slouží k úpravě napětí sítě na požadovaný sinusový tvar. Sériový aktivní filtr má schopnost udržovat konstantní amplitudu napětí, kompenzovat poklesy i špičky, odstraňovat harmonické složky napětí, zajišťovat symetrické rozložení napětí a za předpokladu, že je sériový aktivní filtr napájen nezávislým zdrojem, tak také dodávat energii při výpadku napájecího napětí [1].



Obrázek 3.7: Blokové schéma sériového aktivního výkonového filtru.

3.4.3.3.3 Kombinovaný aktivní filtr

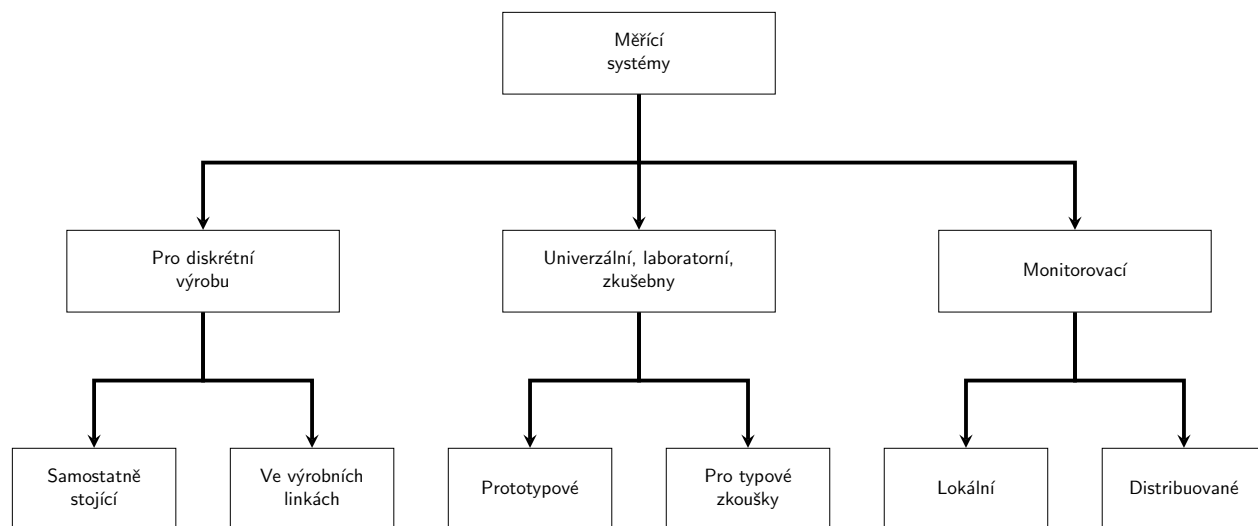
Oba výše uvedené aktivní filtry lze zkombinovat do jednoho celku. Paralelní část pak kompenzuje harmonické složky proudu, které nelineární zátěž odebírá a sériová část dodává napětí s vyšší kvalitou [1].

Kapitola 4

Měřicí systémy

Měření je technická disciplína, která se vyvíjí již od starověku. S rozvojem civilizace stoupá i zastoupení měřících přístrojů ve všech oblastech našeho individuálního života i v rámci společnosti jako celku. Existují jednoduché měřicí přístroje jako je pravítko nebo teploměr a pak složitější měřicí přístroje, jako jsou dalekohledy pro měření vzdálených vesmírných objektů [19].

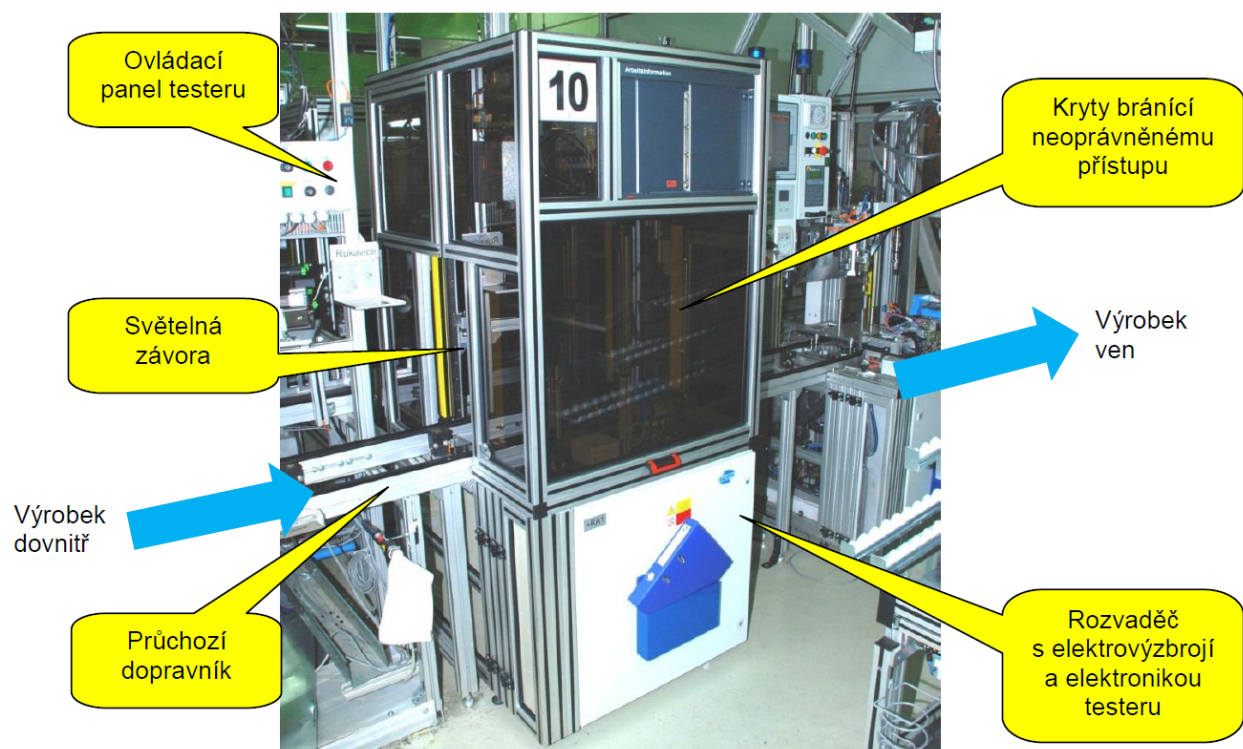
Moderní měřicí systémy jsou často kombinací měřících přístrojů, počítačů, softwarového vybavení, zobrazovací techniky, elektrických a mechanických prvků. Cílem moderních měřících systémů je zefektivnit proces měření a testování. Výsledky měření a testování je poté možné uložit, zobrazit a případně zpracovat pro detailnější informace. Příkladem takového moderního měřícího systému může být tester výrobků výrobní linky, který testuje výrobek po mechanické, elektrické i optické stránce. Na obrázku 4.1 je zobrazeno rozdělení průmyslových měřících systémů [19].



Obrázek 4.1: Rozdělení průmyslových měřících systémů.

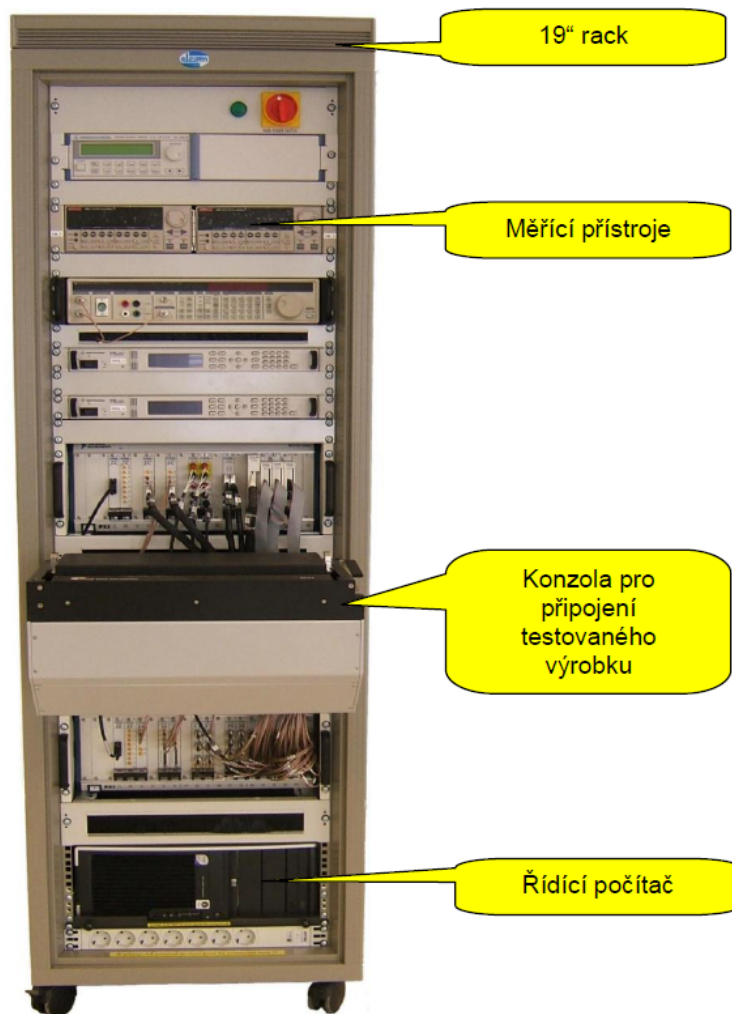
Měřicí systémy se tedy dělí do následujících tří základních skupin:

- Testery pro diskrétní výrobu: Tyto testery provádějí měření na jednom nebo několika kusech jednoho výrobku najednou, případně jeho variant. Testovací systém se podle jeho umístění v rámci výrobního závodu dělí na testovací systémy, které jsou součástí výrobních linek a samostatně stojící testovací systémy. Na obrázku 4.2 [19] je zobrazen příklad testeru pro diskrétní výrobu. [19].



Obrázek 4.2: Samoobslužný tester jako součást výrobní linky.

- Zkušebny, univerzální a laboratorní měřicí systémy: Slouží pro vývoj výrobků, ověření parametrů prototypu s předpokládanými parametry a ověření shody výrobků s platnými normami a dalšími legislativními předpisy. Tyto systémy jsou zaměřeny především na přesnost, množství a detailnost měřených dat. Tyto systémy najdou uplatnění především ve vývojových centrech, laboratořích kvality ve výrobních závodech, univerzitách a dalších. Na obrázku 4.3 [19] je zobrazen příklad univerzálního měřicího systému [19].



Obrázek 4.3: Univerzální testovací systém pro testování prototypů integrovaných obvodů.

- Monitorovací systémy: Jsou to měřící zařízení, která dlouhodobě měří a vyhodnocují veličiny nějakého kontinuálního procesu. Tento kontinuální proces může být průmyslového charakteru, např. přenos elektrické energie a vyhodnocení jeho harmonického zkreslení, nebo přírodního charakteru, např. zemětřesení. Z hlediska prostorové rozptřěnosti komponentů monitorovacího systému lze tyto systémy rozdělit na lokální nebo distribuované monitorovací systémy. Pokud vzdálené komponenty představují autonomní měřící systém se schopností uchovávat historická data, provádět na nich určité operace, vyhodnotit a následně zpracovat, pak lze tento systém zařadit mezi distribuované systémy. Pokud je komponentou pouze čidlo a veškeré zpracování jeho signálu se odehrává v centrální jednotce, pak se bude jednat o systém lokální. Na obrázku 4.4 [20] je zobrazen monitorovací systém jaderné elektrárny [19], [20].



Obrázek 4.4: Monitorovací systém jaderné elektrárny.

4.1 Základní funkce monitorovacích systémů

Monitorovací systémy mají mnoho základních funkcí, které jsou uvedené v této podkapitole [19].

4.1.1 Snímání dat z čidel

Monitorovací systém snímá data z digitálních, analogových čidel nebo inteligentních (SMART) čidel, které používají k přenosu hodnot navíc nějaký komunikační protokol.

4.1.2 Přizpůsobení signálů

Většina A/D převodníků pracuje s napěťovým vstupním signálem do ± 10 V, proto musí být signály z čidel zesíleny, zeslabeny nebo převedeny z jiných veličin na napěťový signál. Například u termočlánků se jedná o zesílení napětí z milivoltů na volty.

4.1.3 Galvanické oddělení

Galvanické oddělení slouží k oddělení čidel od vnitřních obvodů monitorovacího systému. Toto opatření se provádí z důvodu přerušení zemních smyček a oddělení případných různých potenciálů čidel a vlastních monitorovacích signálů. Druhým důvodem může být ochrana měřicího systému před vnějším přepětím. Implementace galvanického oddělení bývá pomocí kapacitní vazby, optických oddělovačů nebo vazebních transformátorů, kdy záleží na konkrétní aplikaci.

4.1.4 Anti-aliasing filtry

Analogové anti-aliasing filtry brání průniku frekvencí vyšších než je polovina vzorkovací frekvence monitorovacích systémů. Tyto filtry způsobují dopravní zpoždění a vzájemný časový posuv mezi signály jednotlivých čidel, které bývají u nízkých frekvencí zanedbatelné, ale u vysokých frekvencí by měl monitorovací systém zajistit funkce pro řízení tohoto zpoždění tak, aby bylo zpoždění všech kanálů stejné.

4.1.5 Napájení čidel

Pokud se jedná o aktivní čidlo, tak vyžaduje pro svou funkci napájení. Jejich napájení může být zajištěno externě využitím nezávislých napájecích zdrojů nebo z monitorovacího systému, který pak poskytuje napájení pro každý kanál, který takové napájení vyžaduje. Napájení čidel může být přivedeno pomocí čtyř vodičů, kdy dva jsou signálové a dva napájecí nebo je napájení vedeno po signálovém vodiči.

4.1.6 Převod signálů z analogové na digitální formu

Po přizpůsobení signálu je analogový signál z čidel převeden pomocí A/D převodníků na digitální signál. Podle požadované přesnosti jsou A/D převodníky 8-24 bitové. Existují dvě možnosti pro převod analogového signálu na digitální. První možností je postupné přepínání multiplexovaných vstupů multiplexerem do jediného A/D převodníku. Druhou možností je simultánní vzorkování, kdy každý kanál má svůj vlastní A/D převodník. Varianta s multiplexovými vstupy je levná, ale dochází k dopravnímu zpoždění a přeslechům z důvodu přepínání kanálů multiplexerem.

4.1.7 Detekce stavů a událostí

Monitorovací systémy vybaveny detektory stavů a událostí na měřeném signálu zobrazují obsluhu stav monitorovaného systému v reálném čase. Stavem se rozumí déle trvající hodnota nebo kombinace hodnot signálů, která pak indikuje, jestli sledovaný proces probíhá v pořádku či nikoliv. Událost představuje přechod mezi dvěma stavy, který se vyskytne v daném časovém okamžiku. Typické události na měřeném signálu jsou například překročení úrovně nebo odpojení čidla.

4.1.8 Ukládání signálů

Řada měřících systémů je určena k dlouhodobému měření (řádově měsíce až roky), kdy je potřeba ukládat velké množství dat. K tomu je potřeba měřící systémy vybavit pamětovým médiem jako jsou HDD nebo SSD. Měřená data se ukládají buď do databáze (SQL) nebo v případě vysokých nároků na rychlé ukládání do struktury souborů. V případě extrémního množství dat, jejichž následné vyčtení v surové podobě by trvalo neúměrně dlouho, se používá předzpracování dat, aby bylo možné data

vyčíst při prohlížení téměř okamžitě. Toho se dá docílit zprůměrováním určitého množství dat, například průměrný výkon za vteřinu.

4.1.9 Prohlížení historických dat

Monitorovací systémy zpravidla umožňují prohlížení historických dat v podobě tabulek a grafů. Historická data se rozdělují na permanentní historická data a data uložená v paměťovém bufferu. Permanentní historická data jsou uložena na paměťovém médiu, například pevný disk a při jejich načtení se nenačítají nová data. Jejich délka může dosahovat v rozmezí hodin až několika let. Data uložená v paměťovém bufferu si monitorovací systém pamatuje několik posledních vteřin až hodin. Při vypnutí dojde ke ztrátě dat, jelikož jsou uložena pouze v operační paměti počítače. Tato data jsou zpravidla zobrazena v rolovacích grafech a tabulkách, které odrolují při každém pořízení nového vzorku dat.

4.1.10 Analýza historických dat

Monitorovací systém může také provádět dodatečnou analýzu historických dat, zpravidla zaměřenou na metody zpracování důležité pro daný obor. Analýza se obvykle provádí na vybraném časovém úseku a vybranými kanály historických dat. Příkladem analýzy historických dat může být FFT a zobrazení zastoupení harmonických složek v napětí či proudu.

4.1.10.1 Export měřených dat

Využívá se především, pokud je vyžadována v jiných softwarových nástrojích. Standardem je export do CSV formátu, který lze načíst v programu Microsoft Excel, kdy jednotlivé hodnoty na řádku jsou odděleny čárkou nebo tabulátorem. Původní historická data bývají uložena úsporně ve vnitřním formátu nebo v databázi. Při exportu bývají data uložena v textovém souboru s číselnými hodnotami v podobě textových řetězců, které jsou delší než původní, většinou binární data. To může vést k enormním rozměrům exportovaných souborů. Řešením bývá decimace dat, kdy se exportuje pouze každý N-tý vzorek.

Kapitola 5

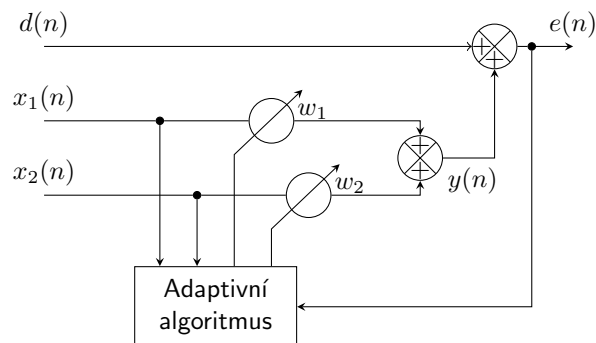
Metody řízení SAPF

Základní řídicí algoritmy byly původně navrženy pro ideální zdroje napětí, kde se předpokládá symetrické a sinusové napětí. Tento předpoklad však není ve skutečných podmínkách splněn, proto byly tyto metody modifikovány nebo byly vyvinuty zcela nové metody, aby byly schopny pracovat i při nesymetrických a nesinusových napětích. V současnosti lze metody pro harmonickou extrakci rozdělit na metody pracující v časové doméně [5],[6],[7],[8],[9], ve frekvenční doméně [10],[11],[12] a adaptivní algoritmy [13],[14],[15]. V této kapitole jsou popsány metody, které byly v rámci diplomové práce implementovány. V tabulce 5.1 jsou zobrazeny i další metody pro harmonickou extrakci.

5.1 Adaptivní notch algoritmy

V této podkapitole jsou detailně popsány adaptivní algoritmy, které byly implementovány v rámci diplomové práce. Tyto algoritmy jsou v porovnání s metodami pracujícími v časové oblasti obtížnější na implementaci, výpočetně náročnější a vyžadují správné nastavení pro optimální funkci.

Na obrázku 5.1 je zobrazen blokový diagram adaptivního notch filtru. Adaptivní filtr s touto strukturou je schopen zpracovat více referenčních vstupních signálů z rozdílných zdrojů. Pro každý referenční vstupní signál je zapotřebí jeden vektorový váhový koeficient w_i FIR filtru [15],[21].



Obrázek 5.1: Blokový diagram adaptivního notch filtru.

5.1.1 Notch LMS algoritmus

Algoritmus notch LMS je modifikací klasického LMS [13] algoritmu pro strukturu adaptivního notch filtru. Tato metoda se používá v třífázovém systému. Stejně jako algoritmus LMS probíhá i algoritmus notch LMS ve třech následujících krocích [15],[21]:

Výpočet hodnoty výstupu FIR filtru $y(n)$:

$$y(n) = \vec{w}_1^T(n)\vec{x}_1(n) - \vec{w}_2^T(n)\vec{x}_2(n). \quad (5.1)$$

Vypočet hodnoty odhadovaného chybového signálu $e(n)$:

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (5.2)$$

Nakonec jsou aktualizovány hodnoty vah vektorů $\vec{w}_1(n)$ a $\vec{w}_2(n)$ příslušného FIR filtru s ohledem na následující iteraci:

$$\vec{w}_1(n+1) = \vec{w}_1(n) + 2\mu e(n)\vec{x}_1(n). \quad (5.3)$$

$$\vec{w}_2(n+1) = \vec{w}_2(n) + 2\mu e(n)\vec{x}_2(n). \quad (5.4)$$

Tuto metodu jsme již aplikovali v rámci našeho autorského kolektivu Martinek a kol. [21], kde byla tato metoda implementována na FPGA a její funkcionality ověřena v praxi na reálném experimentu. Hodnota THD byla snížena z hodnot okolo 25 % na hodnotu kolem 1 %, při nízkých hodnotách parametru μ . Z výsledků experimentu vyplývá, že velikost parametru μ přímo ovlivňuje jak kvalitu výsledné filtrace (hodnotu THD), tak i její dynamičnost a stabilitu. Při vyšších hodnotách dochází ke snížení doby adaptace (vyšší dynamičnost systému), ale potlačení harmonických složek není efektivní (v experimentu až 13 %).

5.1.2 Notch RLS algoritmus

Tento algoritmus je modifikací klasického RLS [13] algoritmu pro adaptivní strukturu adaptivního notch filtru. Tento algoritmus se rovněž jako notch LMS využívá v třífázovém systému. Stejně jako algoritmus RLS vyžaduje i notch RLS specifické kroky [15],[21]:

Výstup filtru $y(n)$ je vypočten užitím vah filtru z předchozí iterace a současného vstupního vektoru:

$$y(n) = \vec{w}_1^T(n)\vec{x}_1(n) + \vec{w}_2^T(n)\vec{x}_2(n). \quad (5.5)$$

Vektory středního k_1 a k_2 zesílení jsou vypočteny užitím rovnic:

$$\vec{k}_1(n+1) = \frac{P_1(n)\vec{x}_1(n+1)}{\lambda + x_1^T(n+1)P_1(n)\vec{x}_1(n+1)}. \quad (5.6)$$

$$\vec{k}_2(n+1) = \frac{P_2(n)\vec{x}_2(n+1)}{\lambda + x_2^T(n+1)P_2(n)\vec{x}_2(n+1)}. \quad (5.7)$$

Hodnota odhadované chyby $e(n)$ je vypočtena dle rovnice:

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (5.8)$$

Vektory vah vektorů $\vec{w}_1(n)$ a $\vec{w}_2(n)$ příslušného FIR filtru jsou aktualizovány užitím rovnic:

$$\vec{w}_1(n+1) = \vec{w}_1(n) + e(n+1)k_1(n+1). \quad (5.9)$$

$$\vec{w}_2(n+1) = \vec{w}_2(n) + e(n+1)k_2(n+1). \quad (5.10)$$

Inverzní matice $P_1(n)$ a $P_2(n)$ jsou vypočteny pomocí rovnic:

$$P_1(n+1) = \lambda^{-1}P_1(n) - \lambda^{-1}k_1(n+1)\vec{x}_1^T(n+1)P_1(n). \quad (5.11)$$

$$P_2(n+1) = \lambda^{-1}P_2(n) - \lambda^{-1}k_2(n+1)\vec{x}_2^T(n+1)P_2(n). \quad (5.12)$$

Tento algoritmus jsme také aplikovali v rámci našeho autorského kolektivu Martinek a kol. [21], kde byl tento algoritmus implementován v simulovaném režimu. V této simulaci bylo implementováno 100 μ s zpoždění měniče a zkoumaly se hodnoty THD a SNR v dynamicky se měnících proudech. Relativní zlepšení THD bylo kolem 20 % a relativní zlepšení SNR bylo kolem 10 %.

5.1.3 Zhodnocení a přehled používaných metod pro extrakci harmonických složek

Volba algoritmu pro harmonickou extrakci závisí především na vlastnostech napětí. Pokud je napětí ideální, tedy symetrické a sinusové, tak je možné použít jednoduché algoritmy z časové oblasti, jako je teorie p-q, Cross Vector Theory, p-q-r teorie a další. Tyto algoritmy jsou snadno implementovatelné a výpočetně nenáročné, ale pokud je napětí zkreslené a nesymetrické, mají tyto metody sníženou funkčnost. V reálných podmínkách, kde je napětí zkreslené a nesymetrické je nutné použít složitější algoritmy, které fungují správně i za těchto podmínek. Tyto složité algoritmy jsou rozděleny na algoritmy pracující v časové oblasti, frekvenční oblasti a adaptivní algoritmy. Algoritmy z časové oblasti vyžadují měření napětí, ale to znamená využití více měřících sond. Algoritmy z frekvenční oblasti vyžadují celou periodu měřeného proudu, což způsobuje zpoždění kompenzace při dynamických jevech. Adaptivní algoritmy jsou výpočetně nejnáročnější z uvedených tří oblastí.

Další důležitou vlastností algoritmů pro extrakci harmonických je potřeba nastavit parametry dané metody. Metody pracující v časové doméně nevyžadují nastavení parametrů, ale metody pracující ve frekvenční oblasti a adaptivní algoritmy vyžadují optimální nastavení pro optimální funkci. Bohužel většina metod nemá pro toto nastavení jasně stanovenou metodiku a nastavení musí být provedeno pomocí heuristického přístupu, jehož provedení může být časově náročné.

V tabulce 5.1 jsou zobrazeny běžně používané metody pro extrakci harmonických složek. Tabulka slouží jako jednoduché srovnání daných metod, za jakých podmínek jsou schopny pracovat a jaké mají výhody či nevýhody. Je nutno však podotknout, že metody byly testovány za různých podmínek, a tak se nejedná o zcela objektivní srovnání.

Tabulka 5.1: Přehled běžně používaných metod pro extrakci harmonických složek.

Metoda	Jednofázová	Třífázová	Zkreslené podmínky	Měření pouze proudu	Není potřeba nastavit parametry	Implementační náročnost (1-5)	Výhody	Nevýhody
p-q teorie [5],[6]	✗	✓	✗	✗	✓	1	Jednoduše implementovatelná metoda se správnou funkčností při symetrickém sinusovém napětí. Eliminuje proud nulovým vodičem.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy. Zhoršená funkce v případě nesymetrického a nesinusového napětí.
Cross Vector Theory [8],[22]	✗	✓	✗	✗	✓	1	Jednoduše implementovatelná metoda se správnou funkčností při symetrickém sinusovém napětí. Eliminuje proud nulovým vodičem.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy. Zhoršená funkce v případě nesymetrického a nesinusového napětí.
Rotating p-q-r Theory[8],[22]	✗	✓	✗	✗	✓	2	Jednoduše implementovatelná metoda se správnou funkčností při symetrickém sinusovém napětí. Eliminuje proud nulovým vodičem.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy. Zhoršená funkce v případě nesymetrického a nesinusového napětí. Jsou potřeba dvě transformace.
Unity Power Factor [7]	✗	✓	✗	✗	✓	1	Účinník má vždy hodnotu 1, takže okamžitý jalový výkon je eliminován.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy. Pokud je napětí nesymetrické, tak je i proud nesymetrický.
The Perfect Harmonic Cancellation [7],[23]	✗	✓	✓	✗	✓	1	Metoda je necitlivá na vnější negativní podmínky, jako je zkreslené nesymetrické napětí. Eliminuje proud nulovým vodičem.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy. Účinník nemusí dosahovat hodnoty 1.

Synchronous Reference Frame [7],[24]	✗	✓	✓	✓	✓	2	Není potřeba měřit napětí. Tato metoda je jednoduchá na implementaci a často využívána.	Bez modifikace nemůže být použita pro jednofázový systém.
Synchronous Detection Method [24], [25]]	✗	✓	✓	✗	✓	2	Pracuje efektivně při symetrickém i nesymetrickém napětí. Eliminuje proud nulovým vodičem.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy. Značně pomalejší než p-q teorie.
Cross Correlation Technique [24], [26]	✓	✓	✓	✗	✓	2	Tato metoda nevyžaduje žádné transformace a všechny výpočty jsou prováděny v a-b-c souřadnicích.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy.
Sine-Multiplication Theorem [24]	✓	✓	✓	✗	✓	2	Pracuje efektivně při symetrickém i nesymetrickém napětí. Eliminuje proud nulovým vodičem.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy.
Vectorial Formulation [6], [9]	✗	✓	✓	✗	✓	2	Metoda je necitlivá na vnější negativní podmínky, jako je zkreslené nesymetrické napětí. Eliminuje proud nulovým vodičem.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy.
Conservative Power Theory [27], [28]	✓	✓	✓	✗	✓	2	Tato metoda nevyžaduje žádné transformace a všechny výpočty jsou prováděny v a-b-c souřadnicích.	Je potřeba měřit tři napětí a tři proudy. Výpočetně náročná metoda.
FFT & DFT [12], [27]	✓	✓	✓	✓	✗	2	Jednoduchá na implementaci.	Je nutné měřit celou periodu pro správný odhad referenčního proudu. Tato metoda je citlivá na neúplné periody.
Recursive Discrete Fourier Transform [11], [24]	✓	✓	✓	✓	✗	3	Metoda vypočítává referenční proud z N vzorků a nevyžaduje celou periodu. Vhodná metoda pro real-time aplikace.	Více výpočetně náročná než FFT & DFT

Kalman Filter [12], [24]	✓	✓	✓	✓	✗	3	Jednoduše implementovatelná metoda a výpočetně nenáročná.	Metoda předpokládá, že systém a pozorovací modely jsou lineární, což neodpovídá reálným systémům.
Wavelet Transform [29], [30]	✓	✓	✓	✓	✗	3	Jednoduchá na implementaci.	Potřeba měřit aspoň jedno celé měřicí okno T_W
ADALINE [14], [31]	✓	✓	✓	✓	✗	5	Metoda je necitlivá na vnější negativní podmínky, jako je zkreslené nesymetrické napětí. Tato metoda dokáže filtrovat i dynamicky se měnící typy zkreslení.	Výpočetně náročná metoda. Tato metoda je citlivá na špatné nastavení a je silně heuristická.
ANFIS [32], [33]	✓	✓	✓	✓	✗	5	Metoda je necitlivá na vnější negativní podmínky, jako je zkreslené nesymetrické napětí. Tato metoda dokáže filtrovat i dynamicky se měnící typy zkreslení.	Výpočetně náročná metoda. Tato metoda je citlivá na špatné nastavení a je silně heuristická.
LMS [13], [34]	✓	✓	✓	✓	✗	3	Jednoduchá na implementaci.	Je nutné správně zvolit nastavení adaptivního algoritmu. Čas konvergence je delší než u RLS.
Notch LMS [15],[21]	✗	✓	✓	✓	✗	4	Pro tuto aplikaci je použit filtr druhého řádu, takže zpoždění je pouze jeden vzorek. Toto je vhodné pro implementaci na FPGA.	Je nutné správně zvolit nastavení adaptivního algoritmu. Čas konvergence je větší než u RLS.
RLS [13], [35]	✓	✓	✓	✓	✗	4	Jednodušší nastavení adaptivního algoritmu. Čas konvergence je menší než u LMS.	Vyšší implementační a výpočetní náročnost než u LMS algoritmu.
Notch RLS [15],[21]	✗	✓	✓	✓	✗	4	Pro tuto aplikaci je použit filtr druhého řádu, takže zpoždění je pouze jeden vzorek. Toto je vhodné pro implementaci na FPGA.	Vyšší implementační a výpočetní náročnost než u Notch LMS algoritmu.

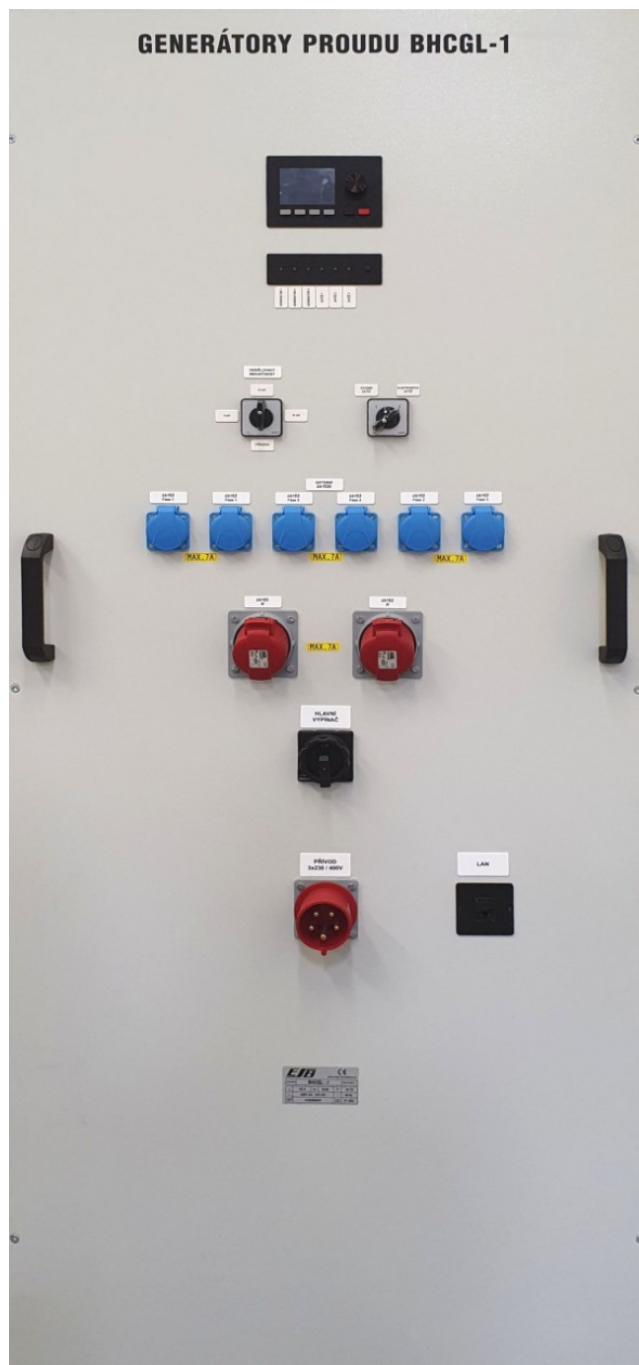
Kapitola 6

Experimentální část

Experimentální část diplomové práce se zabývá popisem řídicího a měřicího systému pro ověření adaptivních algoritmů LMS a RLS pro kompenzaci harmonických složek v elektrické síti. Tato část práce se zabývá popisem celého systému, kde rozvaděčová skříň GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1 slouží jako paralelní aktivní výkonový filtr a elektrická zátěž zároveň. Pro třífázovou zátěž slouží tři říditelné zátěže a pro generování kompenzačního proudu slouží tři generátory kompenzačního proudu. Pro měření a řízení slouží šasi NI cDAQ 9189 osazený třemi měřicími moduly NI 9215 a dvěma řídicími moduly NI 9263. Pro ovládání celého systému byla vytvořena aplikace v programovacím prostředí LabVIEW. V aplikaci je obsažena komunikace s rozvaděčovou skříní GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1 přes komunikační protokol Modbus. Aplikace vyčítá změněná data z cDAQ 9189 a měřicích modulů NI 9215, ze kterých se za použití adaptivních algoritmů LMS a RLS vypočte kompenzační proud, který je poslán přes řídicí moduly NI 9263 do generátorů kompenzačního proudu, kde se vygeneruje adekvátní kompenzační proud.

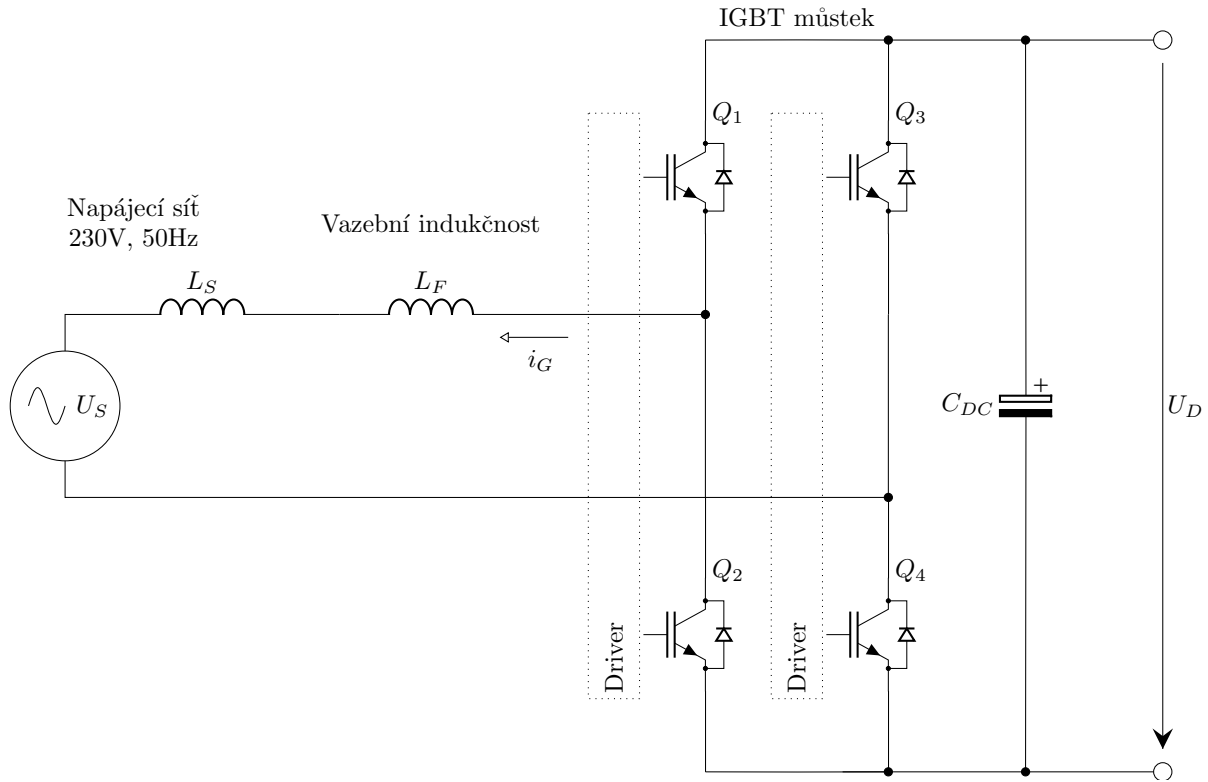
6.1 Rozvaděčová skříň GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1

Generátory proudu a elektronické zátěže jsou vestavěny v pojízdné rozvaděčové skříně, viz obrázek 6.1. Boční strana rozvaděče je osazena zásuvkami pro externí jednofázovou a třífázovou zátěž, přepínačem interních elektronických zátěží a externích zátěží, přepínačem oddělovacích tlumivek pro vytvoření definované indukčnosti sítě, LAN rozhraním, ovládacím a diagnostickým panelem. Přístup do rozvaděče je zajištěn přes uzamykatelné přední a zadní dveře. Na střeše rozvaděče jsou umístěny rezistory, které slouží k maření výkonu elektronických zátěží. Chlazení rozvaděčové skříně je zajištěno ventilátory, které jsou součástí modulů generátorů proudu a elektronických zátěží. Přední a zadní stěna rozvaděče je osazena perforovanými dveřmi, které umožňují volné proudění vzduchu.



Obrázek 6.1: Rozvaděčová skříň GENERÁTORY PROUDU BGCGL-1

Na obrázku 6.2 je zobrazeno blokové schéma klíčových komponentů, které jsou obsažené v rozvaděči. Uvnitř rozvaděče jsou umístěny tři moduly generátorů proudu, tři moduly elektrických zátěží, jistící prvky, stejnosměrný napájecí zdroj, napěťové a proudové převodníky, CDAQ šasi osazené moduly pro měření a řízení a tři oddělovací tlumivky.



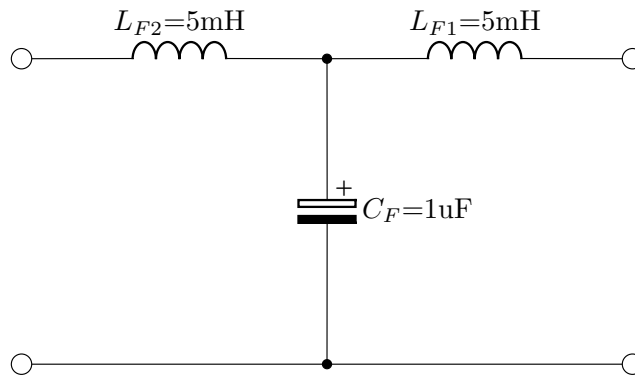
Obrázek 6.3: Schéma zapojení generátoru proudu

Pro zajištění funkce generátoru proudu musí být napětí stejnosměrného obvodu U_D vyšší, než vznikne přirozeným usměrněním nulové diody u tranzistorů. Toto navýšení je zajištěno tak, že zpětnovazební regulátor napětí U_D generuje činnou složku proudu směrem ze sítě do kondenzátoru. Z napájecí sítě pak vždy teče část první harmonické složky proudu pro pokrytí výkonových ztrát ve střídači.

Důležitým parametrem použitého generátoru proudu je maximální strmota nárustu proudu, které je schopno dosáhnout. Strmota nárustu generovaného proudu je dána napětím stejnosměrného obvodu střídače U_D , napětím sítě a vazební indukčností a odpovídá následující rovnici:

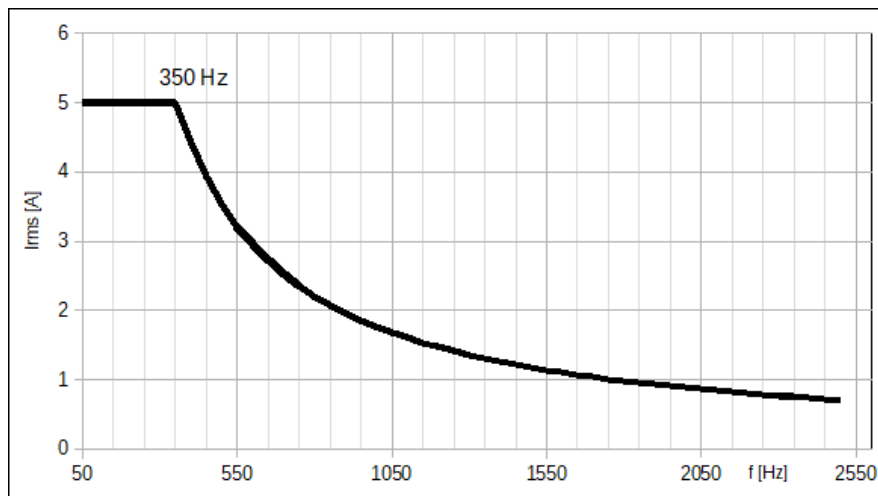
$$U_{Smax} + \left| L_F \frac{di_G}{dt} \right|_{max} \leq U_D. \quad (6.2)$$

Vazební indukčnost L_F má také filtrační funkci, kdy omezuje zvlnění proudu, které vznikají spínáním tranzistorů. Z tohoto důvodu je její provedení komplikovanější a ve skutečnosti je tvořena dvojicí tlumivek a filtračním kondenzátorem, tvořící T člunek ve funkci dolní propusti, viz. obrázek 6.4.



Obrázek 6.4: Zapojení vazební indukčnosti L_F

Maximální proud, který může být generován je dán rozdílem amplitudou napětí sítě a maximálním generovaným napětím a velikosti vazební indukčnosti. Vlivem indukčnosti je hodnota maximálního proudu frekvenčně závislá. Tato závislost je znázorněna na obrázku 6.5, kde maximální hodnota generovaného proudu klesá směrem k vyšším frekvencím. Počáteční hodnota 5A je dána výkonovým dimenzováním generátoru a k omezování maximálního proudu dochází až od frekvence 350Hz.

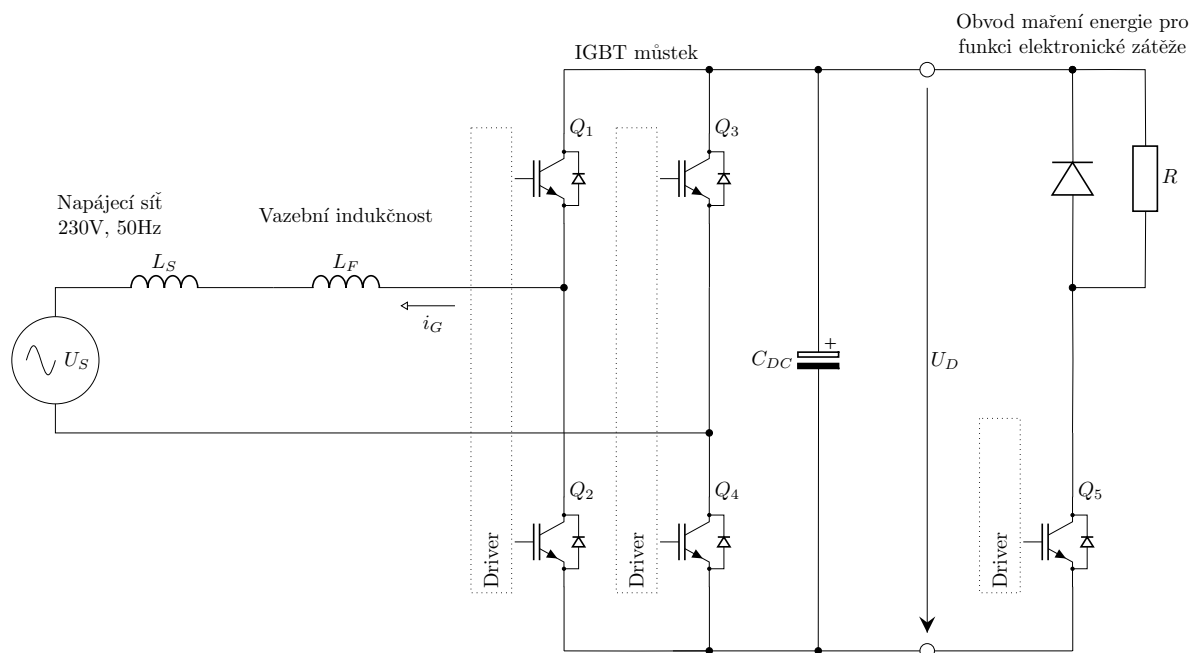


Obrázek 6.5: Závislost generovaného proudu na frekvenci

Zdroje proudu z principu neumožňují generovat činnou složku proudu. Pokud je v referenčním proudu činná složka obsažena, dojde automaticky k její eliminaci. Avšak generátor proudu odebírá část činného výkonu na pokrytí vlastních ztrát, které jsou úměrné velikosti generovaného proudu.

6.1.2 Říditelné elektronické zátěže

Říditelné elektronické zátěže jsou koncipovány stejně jako generátory proudu. Jsou to samostatná, nezávislá zařízení pro každou fázi zvlášť. Jsou připojeny k napájecí síti, do které injektují definovaný referenční proud, čímž simulují reálnou zátěž. Hlavním rozdílem od generátorů proudu je, že elektronické zátěže umožňují ze sítě odebírat i definovaný činný výkon. To je zajištěno připojením externích rezistorů, ve kterých je činný výkon mařený, viz. obrázek 6.6.



Obrázek 6.6: Schéma zapojení říditelné elektrické zátěže

6.2 Řízení a měření na rozvaděčové skříni GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1

Říditelné elektronické zátěže i generátory kompenzačního proudu jsou řízené na bázi virtuální instrumentace. K řízení slouží řídicí moduly NI 9263, které jsou osazeny v šasi NI cDAQ 9189. Řízení probíhá v následujících krocích:

- Zadání požadovaného generovaného proudu v LabVIEW.
- Přivedení požadovaného referenčního generovaného proudu z řídicího modulu NI 9263 na elektronické zátěže nebo generátory kompenzačního proudu.
- Poslání příkazu přes komunikační protokol Modbus pro zapnutí generování požadovaného proudu.

Pro měření napětí a proudů, které jsou potřeba ke správné aplikaci algoritmů pro kompenzaci harmonických složek se využívají měřicí moduly NI 9215, které jsou osazeny v šasi NI cDAQ 9189. Pro laboratorní testování se měří napětí sítě, proud sítě, proud zátěže a kompenzační proud. Pro snížení napěťové hladiny $\pm 230\text{ V}$ na $\pm 10\text{ V}$, které je vyžadováno měřicím modulem NI 9215 byl použit napěťový převodník SCM3U1. Pro převedení měřených proudů na napětí $\pm 10\text{ V}$ byly použity proudové převodníky SCM3I1. Šasi NI cDAQ 9189 je tedy osazeno třemi měřicími moduly NI 9215 a dvěma řídicími moduly NI 9263, viz obrázek 6.7.



Obrázek 6.7: NI cDAQ 9189 osazený měřicími moduly NI 9215 a řídicími moduly NI 9263

6.2.1 NI cDAQ 9189

Jedná se o osmi slotové Ethernetové šasi, které je možné osadit I/O moduly řady C od společnosti National Instruments. Šasi řídí časování, synchronizaci a přenos dat mezi I/O moduly a nadřazeným systémem (např. počítačem). Šasi obsahuje integrovaný síťový přepínač pro jednoduché řetězení. Šasi dále obsahuje čtyři univerzální čítače/časovače. Systémy s cDAQ šasi jsou vhodné především pro měřicí úlohy a pro řízení, kde není vyžadováno přesné časování.



Obrázek 6.8: Šasi NI cDAQ 9189

6.2.2 NI 9215

Jedná se o analogový vstupní modul pro aplikaci v systémech s NI cDAQ a cRIO. Měřicí modul NI 9215 má čtyři vstupní kanály s rozsahem ± 10 V, rozlišením 16 bitů a umožňuje vzorkování až 100kS/s pro každý kanál. Měřicí modul dále obsahuje také ochranu proti přepětí ± 30 V, která je zapojena mezi vstupními kanály a zemí (COM).



Obrázek 6.9: Měřicí modul NI 9215

6.2.3 NI 9263

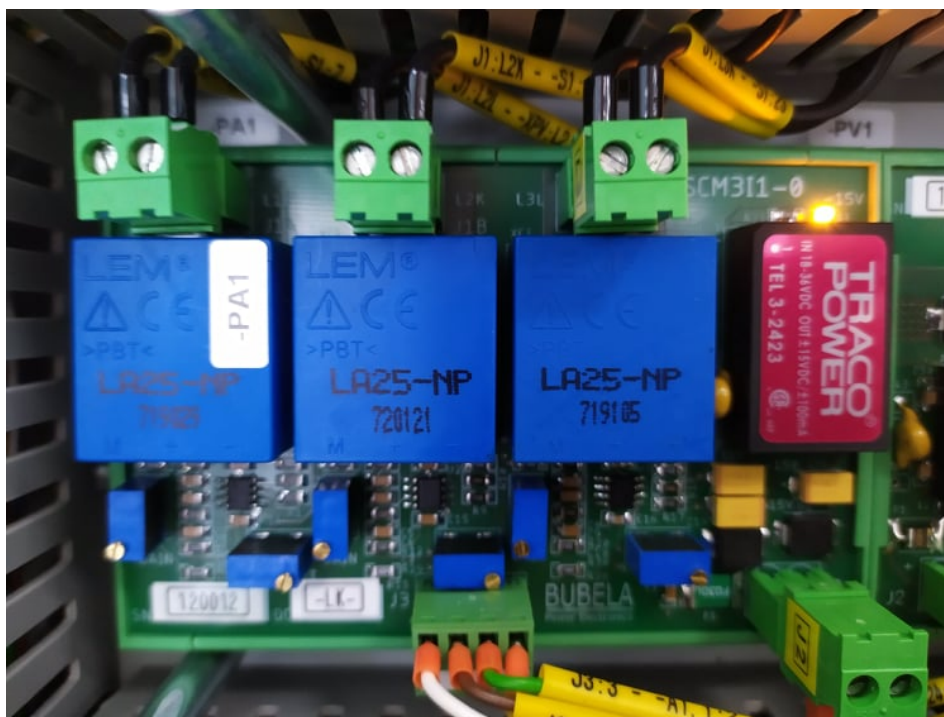
Jedná se o analogový výstupní (řídící) modul pro aplikaci v systémech s NI cDAQ a cRIO. Výstupní modul NI 9263 má čtyři vstupní kanály s rozsahem ± 10 V, rozlišením 16 bitů a umožňuje vzorkování až 100kS/s pro každý kanál. Výstupní modul dále obsahuje také ochranu proti přepětí ± 30 V, která je zapojena mezi vstupními kanály a zemí (COM).



Obrázek 6.10: Řídící modul NI 9263

6.2.4 Měřicí převodník proudu SCM3I1

Součástí rozvaděčové skříně GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1 jsou také převodníky proudu SCM3I1 od společnosti Bubela Power Electronics. Jedná se o převodníky vstupního proudového signálu na výstupní napěťový signál ± 10 V. Rozsah ± 10 V je vyžadován měřicími moduly NI 9215.



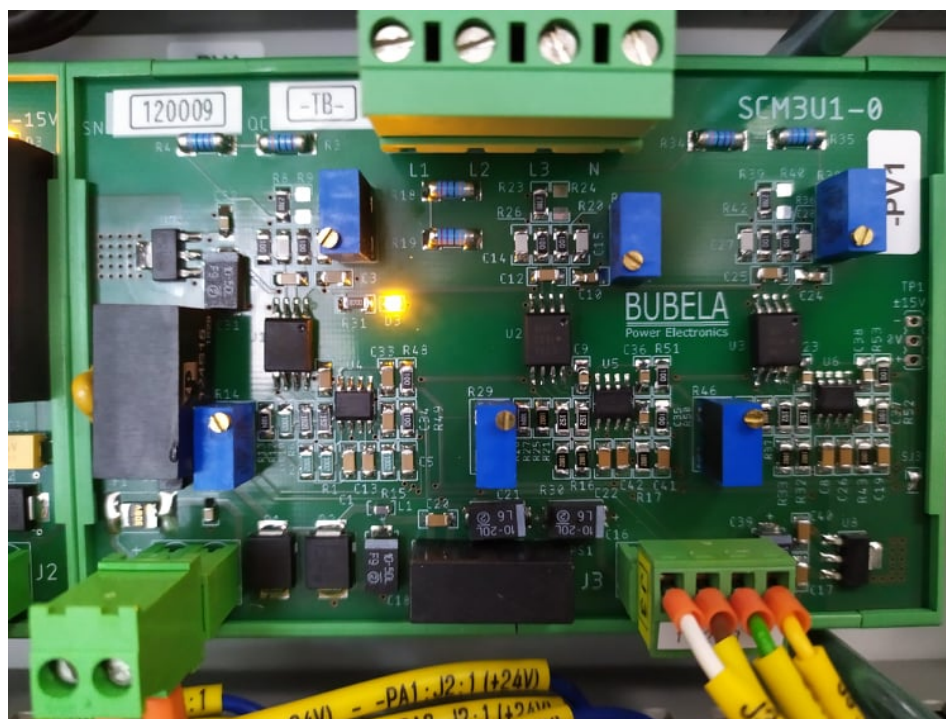
Obrázek 6.11: Měřicí převodník proudu SCM3I1

Tabulka 6.1: Parametry měřících převodníků proudu SCM3I1.

Parametry	Hodnoty
Jmenovitý proud	8 A
Měřicí rozsah / převod	± 21 A / ± 10 V
Frekvenční rozsah	50 Hz až 5 kHz
Přesnost	$\pm 0,5$ %
Počet kanálů	3
Napájecí napětí	24 V DC
Izolační pevnost	2,5 kV 50Hz / 1 min.

6.2.5 Měřicí převodník napětí SCM3U1

Součástí rozvaděčové skříně GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1 jsou také převodníky napětí SCM3U1 od společnosti Bubela Power Electronics. Jedná se o převodníky vstupního napětového signálu na výstupní napětový signál ± 10 V. Rozsah ± 10 V je vyžadován měřicími moduly NI 9215.



Obrázek 6.12: Měřicí převodník napětí SCM3U1

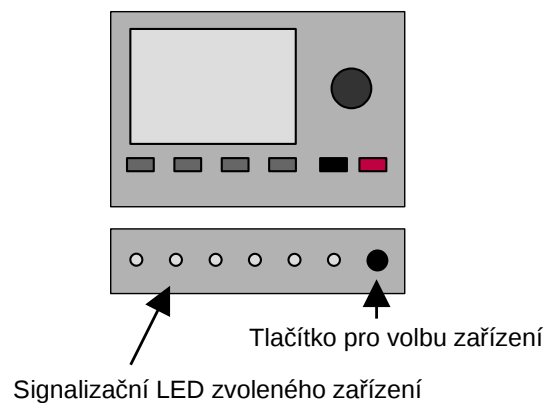
Tabulka 6.2: Parametry měřících převodníků napětí SCM3U1.

Parametry	Hodnoty
Jmenovitý proud	230 V
Měřicí rozsah / převod	± 400 V / ± 10 VV
Frekvenční rozsah	50 Hz až 5 kHz
Přesnost	$\pm 0,5$ %
Počet kanálů	3
Napájecí napětí	24 V DC
Izolační pevnost	2,5 kV 50Hz / 1 min.

6.3 Ovládání generátorů proudu BHCGL-1

Pro zapnutí zařízení je nutné přivést třífázové napájení a zapnout hlavní vypínač. Dále se přepínačem volí mezi externí zátěží přes napájecí zásuvky nebo interní říditelnou elektronickou zátěží. Dalším přepínačem se volí velikost oddělovací indukčnosti od napájecí sítě.

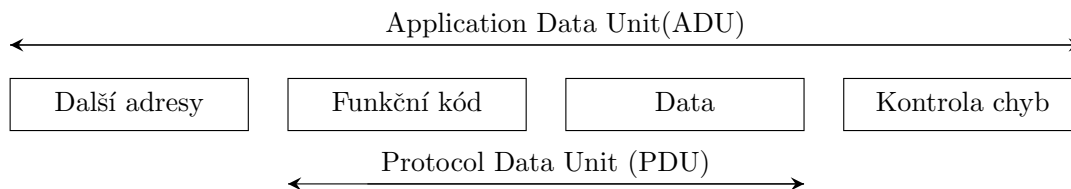
Pro ovládání generátorů proudu a elektronické zátěže pro jednotlivé fáze slouží společný ovládací panel na boční straně rozvaděče, viz. obrázek 6.13. Tento společný panel slouží pro diagnostiku, konfiguraci a také řízení generátorů proudu a elektronických zátěží v režimu lokálního ovládání, které je určeno především pro servisní a testovací účely. Pro běžný chod zařízení je k dispozici vzdálené ovládání přes komunikační rozhraní Modbus z nadřazeného systému.



Obrázek 6.13: Ovládací panel BHCGL-1.

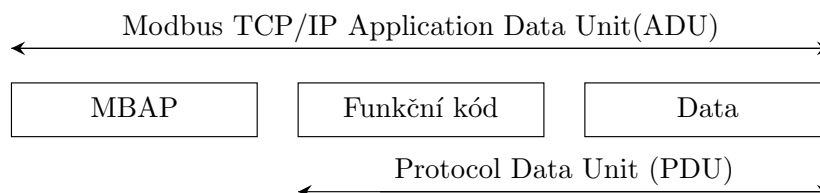
6.4 Komunikační protokol Modbus

Protokol Modbus byl představen firmou Modicon roku 1979 a jednalo se o jeden z prvních komunikačních protokolů určených pro výměnu dat mezi nadřazenou jednotkou (Master) a podřízenými jednotkami (Slave) v distribuovaných systémech řízení a sběru dat. Tento komunikační protokol se stal široce rozšířeným zejména díky své jednoduchosti, otevřenosti a snadné implementaci. Modbus může být implementován na mnohé sběrnice, ale všechny mají společnou část Modbus protokolu. Touto společnou částí je PDU (Protocol Data Unit), která se skládá z funkčního kódu a dat. K přenosu dat využívá sériové rozhraní RS-484 a RS232, kdy se jedná o označení Modbus RTU, viz obrázek 6.14. Při příchodu Ethernetu byl Modbus transformován do protokolu relační vrstvy pod označením Modbus TCP/IP, viz obrázek 6.15. Komunikace probíhá formou předávání datových zpráv v režimu Master-Slave. Výhodou protokolu Modbus TCP/IP je kompatibilita s velkým množstvím průmyslových zařízení, ale nevýhodou je absence zabezpečení komunikace [36],[37].



Obrázek 6.14: Základní struktura zprávy komunikačního protokolu Modbus RTU.

Na obrázku 6.15 je zobrazen obsah požadavku nebo odpovědi Modbus TCP/IP protokolu. Blok MBAP (Modbus Application Protocol) je tvořen tzv. sedmibajtovou hlavičkou a slouží k identifikaci Slave zařízení. Podrobný popis MBAP bloku je v tabulce 6.3 [36],[37].



Obrázek 6.15: Základní struktura zprávy komunikačního protokolu Modbus TCP/IP.

Tabulka 6.3: Hlavička Modbus TCP/IP protokolu (MBAP).

Oblast	Délka (bajt)	Popis
Identifikace transakce	2	Číslování transakce v rámci jednoho TCP spojení.
Identifikace protokolu	2	Pro Modbus protokol je vždy 0.
Délka	2	Udává počet bajtů ve zprávě, který má následovat.
Identifikace jednotky	1	Adresace připojeného Slave zařízení po sběrnici.

Modbus má následující typy registrů:

- Diskrétní výstupy (Discrete Inputs).
- Diskrétní vstupy (Coils).
- Vstupní registry (Input registers).
- Uchovávací registry (Holding registers).

IANA (Internet Assigned Numbers Authority) vyhrazuje TCP port 502 pro Modbus TCP/IP.

6.4.1 Komunikační protokol Modbus TCP/IP pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1

Pro komunikaci mezi počítačem a rozvaděčem slouží komunikačního protokolu Modbus TCP. Výrobce jsou definovány následující podporované funkce:

- 03 (Čtení uchovacích registrů).
- 06 (Zápis jednoho uchovacího registru).
- 16 (Zápis více uchovacích registrů).

Modbus nativně podporuje dva datové typy, logickou hodnotu a 16bitové celá čísla bez znaménka. Pokud je potřeba pracovat s jinými datovými typy, je nutné jej převést na tyto dva základní typy a poté zpět. Pro komunikaci s rozvaděčem jsou potřeba následující typy proměnných:

- U2 – 16bitové neznaménkové číslo (rozsah 0 až 65535).
- U4 – 32bitové neznaménkové číslo (rozsah 0 až 2^{32}), pořadí „Big-Endian“.
- I2 – 16bitové znaménkové číslo (-32768 až 32767).
- Float – 32 bitové číslo s plovoucí řádovou čárkou dle standardu IEEE 754, pořadí „Big-Endian“.

V tabulce 6.4 jsou vypsány stavové informace, které oznamuje stav systému. Stavové slovo zobrazuje, ve kterém aktivní stavu se zařízení nachází. Jestli je připraveno ke komunikaci, připraveno k zapnutí, v poruchovém stavu nebo v chodu. Pokud je zařízení v poruchovém stavu, tak jednotlivé chyby odpovídá aktivní bit a je možné danou chybu identifikovat. Pokud je v systému obsažena chyba, která nijak neohrožuje běh systému, tak se zobrazí varování v podobě slova varování.

Tabulka 6.4: Stavové informace Modbus protokolu pro BHCGL-1.

Proměnná	Typ	Adresa registru	Popis
STATE	U2	0	Stavové slovo (viz. tabulka 6.5)
ERROR	U4	1	Poruchové slovo, pokud je aktivní jakýkoliv bit, tak je zařízení v poruchovém stavu. Jednotlivé bity odpovídají konkrétním typům poruchy.
WARNINGS	U2	3	Slovo varování, pokud je aktivní jakýkoliv bit, tak je signalizováno varování. Jednotlivé bity odpovídají konkrétním typům varování.

V tabulce 6.5 je zobrazen klíč stavového slova, podle kterého se musí informace o stavu ze zařízení číst. Jakákoliv porucha v komunikaci, nesprávná data nebo chyba přístroje se zobrazí v stavovém slově.

Tabulka 6.5: Stavové slovo Modbus protokolu pro BHCGL-1.

Jednotlivé bity stavového slova	Popis
bit 0	Signalizace dálkového ovládání přes komunikaci.
bit 1	Připraveno k zapnutí (bez poruchy).
bit 2	Porucha
bit 3	Chod
bit 4-14	Rezerva
bit 15	Watchdog, který slouží k potvrzení aktivní komunikace s nadřazeným systémem.

V tabulce 6.6 jsou zobrazeny měřené veličiny, které se dají ze zařízení vyčíst a z jakého registru, včetně informací o jednotkách. Tyto registry slouží pouze ke čtení.

Tabulka 6.6: Tabulka měřených veličin pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1.

Proměnná	Typ	Adresa registru	Popis
f_{out}	FLOAT	6	Aktuální hodnota frekvence [Hz]
I_{out}	FLOAT	8	Aktuální hodnota proudu [A]
U_{out}	FLOAT	10	Aktuální hodnota napětí [V]
P_{out}	FLOAT	12	Aktuální hodnota činného výkonu [W]
Q_{out}	FLOAT	14	Aktuální hodnota jalového výkonu [VAr]
I_{outMax}	FLOAT	16	Maximální (špičkový) proud [A]
I_{harm1}	FLOAT	18	Hodnota první harmonické výstupního proudu [A]
U_{harm1}	FLOAT	20	Hodnota první harmonické napětí [V]
U_d	FLOAT	22	Napětí stejnosměrného obvodu [V]
T_{sink}	I2	24	Teplota chalice [°C]
$reflrms$	FLOAT	25	Hodnota žádaného proudu [A]

V tabulce 6.7 je klíč k řídicímu slovu, podle kterého je nutno řídit běh zařízení. Jedná se o povel k zapnutí či vypnutí generování proudu, případnému nulování poruchy.

Tabulka 6.7: Řídicí slovo Modbus protokolu pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1.

Jednotlivé bity stavového slova	Popis
bit 0-7	Rezerva
bit 8	CmdRun - Povel pro zapnutí generování proudu
bit 9	CmdStop - Povel pro vypnutí generování proudu
bit 10	ClearError - Nulování (kvitace) chyby
bit 11-14	Rezerva
bit 15	Watchdog, který slouží k potvrzení aktivní komunikace s nadřazeným systémem.

V tabulce 6.8 jsou vypsány registry, které slouží k zápisu i pro čtení. Takové registry slouží k zápisu a poté k případnému ověření, že zápis do registrů proběhl v pořádku.

Tabulka 6.8: Registry pro čtení a zápis pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1.

Proměnná	Typ	Adresa registru	Min	Max	Default	Popis
CTRL	U2	100	-	-	0	Řídicí slovo (viz. tabulka 6.7)
load mode	U2	110	0	3	0	Zadání referenčního proudu: 0 - definice harmonických složek 1 - definice "crest"factoru 2 - z analogového vstupu
gain	I2	111	-32768	32767	0	Zesílení celkového proudu v režimu zadávání harmonických složek nebo "crest"faktoru.
"crest"factor	I2	112	1414	4000	0	Definice "crest"faktoru.
harm	-	113-127	-	-	-	Definice harmonických složek (viz. tabulka 6.9)

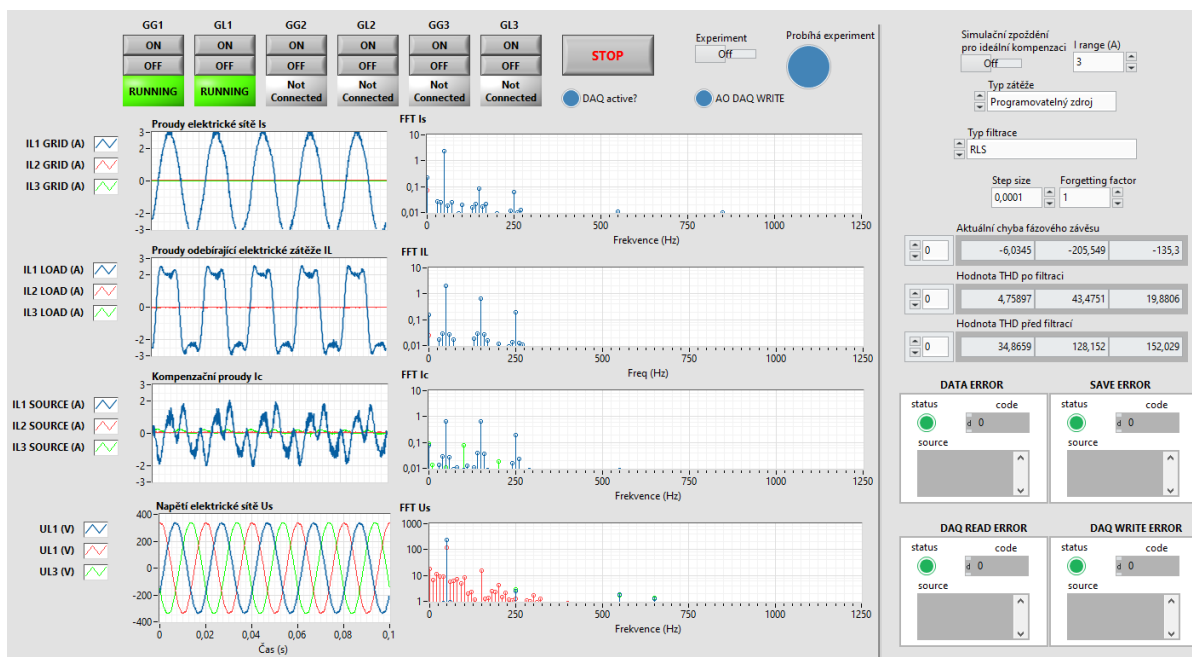
V tabulce 6.9 je klíč k zápisu harmonických složek v režimu zadání referenčního proudu využitím definice harmonických proudů. Je možné maximálně zadat 5 harmonických složek s indexy 0-4.

Tabulka 6.9: Zadávání harmonických složek pro GENERÁTORŮ PROUDU BHCGL-1.

Proměnná	Typ	Offset adresy	Min	Max	Default	Popis
order	U2	0	0	50	0	Řád harmonické složky, která se má generovat. Při nulové hodnotě je daná harmonická vypnuta.
size	U2	1	0	65535	0	Velikost harmonické složky vůči jmenovité hodnotě proudu. Normování: hodnotě 0 - 2^{15} odpovídá 0 - 1.
angle	I2	2	-32768	32767	0	Definice fáze dané harmonické složky vůči fázi napětí sítě. Normování: hodnotě $\pm 2^{15}$ odpovídá $\pm 180^\circ$

6.5 Softwarová aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1

Na obrázku 6.16 je zobrazeno uživatelské rozhraní aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1. Jsou zde obsaženy ovládací tlačítka pro zapínání a vypínání generátorů kompenzačního proudu (GG1 až GG3) a elektrické zátěže (GL1 až GL3). Pod tlačítka se zobrazuje stav, v jakém je daný přístroj. Přístroje mohou být v nečinném stavu (Idle), běžet (Running) nebo v chybovém stavu (Error). Aktuálně je připojena pouze první fáze a zbylé dvě jsou odpojeny. Grafy zobrazují proudy elektrické sítě I_s , proud odebíraný elektrickými zátěžemi I_L , kompenzační proudy I_C a napětí elektrické sítě U_s . Na pravo od grafů jsou zobrazeny grafy s odpovídajícími FFT. V pravé části jsou ovládací prvky pro filtraci, tedy zvolení bez filtrace, ideální filtrace nebo adaptivní algoritmy LM-S/RLS. Dále jsou v pravé části uživatelského rozhraní indikátory zobrazující, jestli nedošlo k nějaké chybě při běhu aplikace, indikátory zobrazující THD před a po filtraci pro každou fázi. Pro zapnutí experimentu slouží tlačítko *Experiment* a přilehlá LED zobrazuje běh experimentu. Pro vypnutí aplikace slouží tlačítko *STOP*.

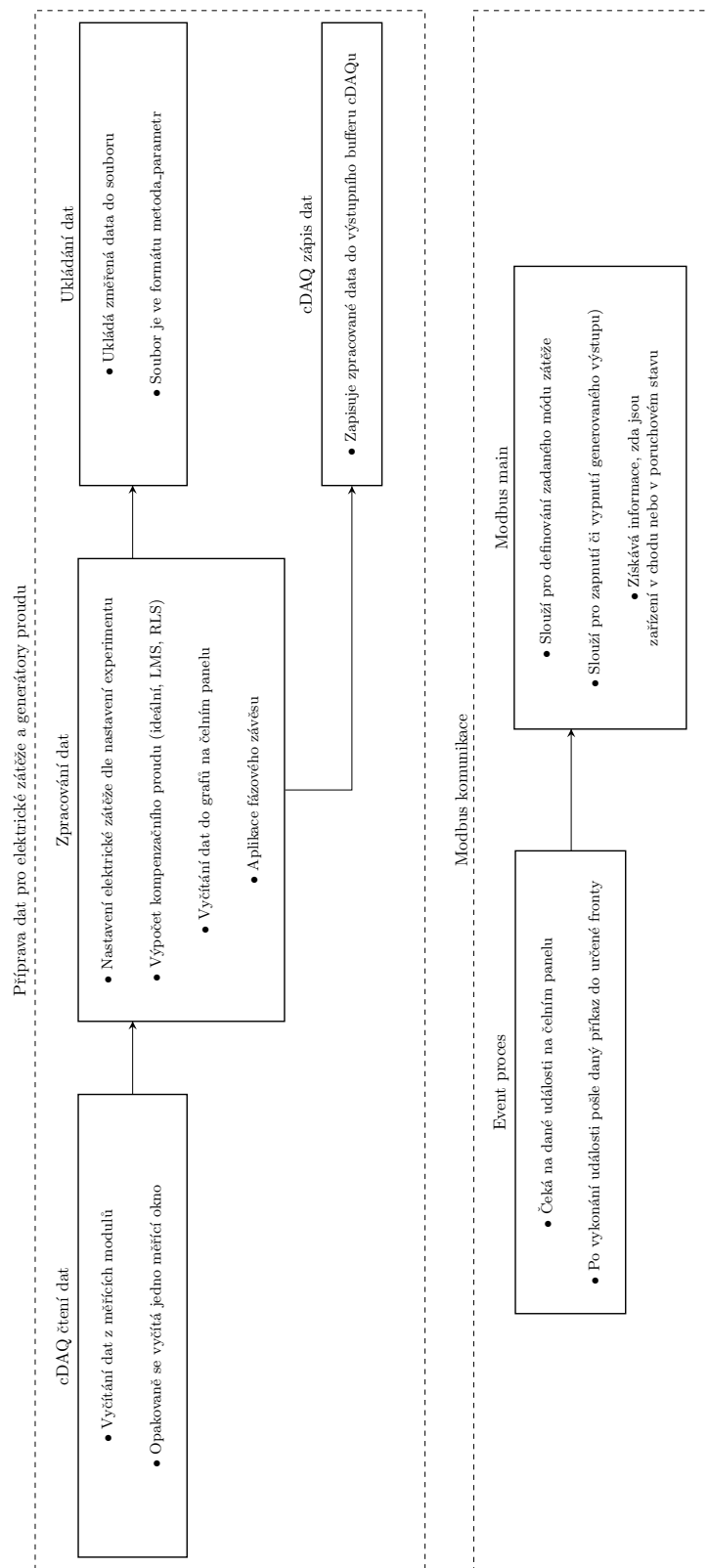


Obrázek 6.16: Uživatelské rozhraní aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1.

Na obrázku 6.17 je zobrazena jednoduchá struktura aplikace pro ovládání rozvaděčové skříně GENERÁTORŮ PROUDU BHCGL-1, která se dá rozdělit do dvou hlavních větví. První větev slouží pro přípravu referenčního analogového signálu, dle kterého elektrické zátěže a generátory proudů generují výsledný proud. V první řadě se vyčte měřící okno z měřících modulů NI 9215, které jsou osazeny v šasi cDAQ 9189. Tyto data se dále zpracují ve smyčce *Zpracování dat*, kde se naměřená data vyčtou do grafů, na základě změřených dat se vypočítají referenční kompenzační proudy a aplikuje fázový závěs. Zároveň se dle nastavení experimentu připraví referenční proudy zátěže. V poslední řadě se tyto referenční proudy posílají do výstupních modulů NI 9263, které jsou osazeny v šasi cDAQ 9189. Pokud probíhá experiment, tak se také ukládají změřená data pro případnou analýzu.

Druhá větev slouží pro ovládání elektrických zátěží a generátorů proudů přes komunikační protokol Modbus. Event struktura, která je obsažena ve smyčce *Event proces* funguje tak, že čeká na akci na čelním panelu a až poté pošle příkaz do fronty, který odpovídá zmáčknutému tlačítku, čímž dochází ke snížení zatížení procesoru. Z fronty vyčte příkaz smyčka *Modbus main*, jež funguje na architektuře *State Machine*, takže se na základě vyčteného příkazu provede pouze daná úloha.

Smyčky jsou rozděleny především z důvodu, aby například zpracování dat nezpomalovalo čtení nebo zápis dat, čímž by došlo k přeplnění bufferu. Pro komunikaci a přenos dat mezi smyčkami jsou použity fronty.



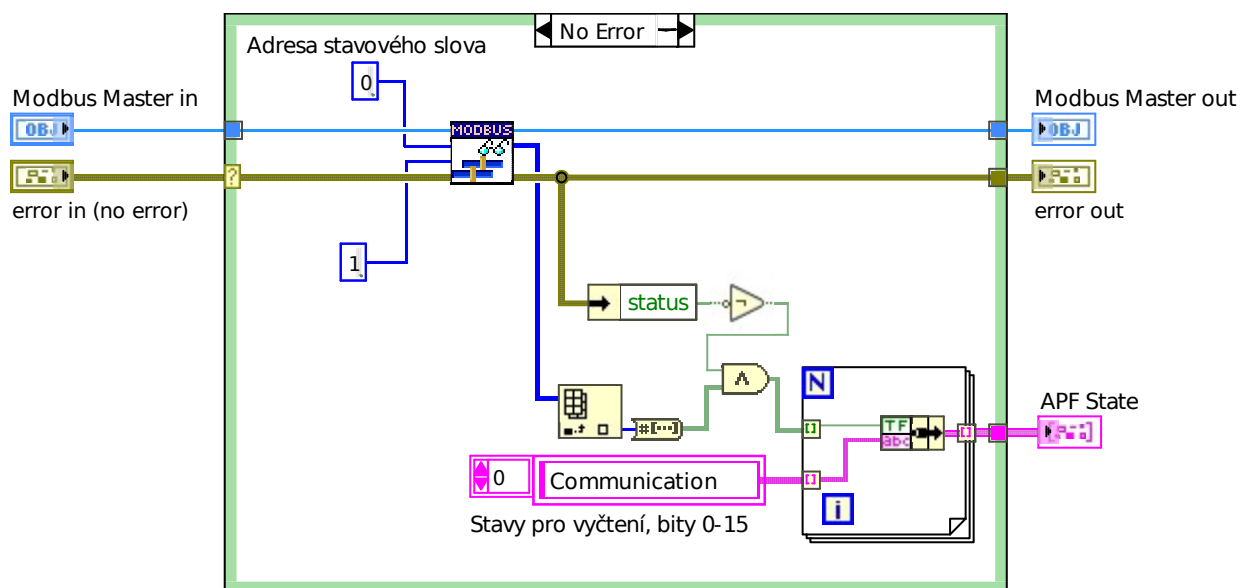
Obrázek 6.17: Zjednodušená architektura aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1.

6.5.1 Softwarové ovladače Modbus pro GENERÁTORY PROUDU BHCGL-1

Aby bylo možné komunikovat mezi elektronickými zátěžemi, generátory kompenzačního proudu a počítačem, byly vytvořeny softwarové ovladače. Pro Modbus komunikaci byla použita knihovna Modbus. Pro vyčítání stavů, řízení a vyčítání veličin byly použity příkazy podrobněji popsané v kapitole 6.4.1. V této kapitole je popsán základní princip důležitých softwarových ovladačů.

6.5.1.1 Vyčtení stavového slova

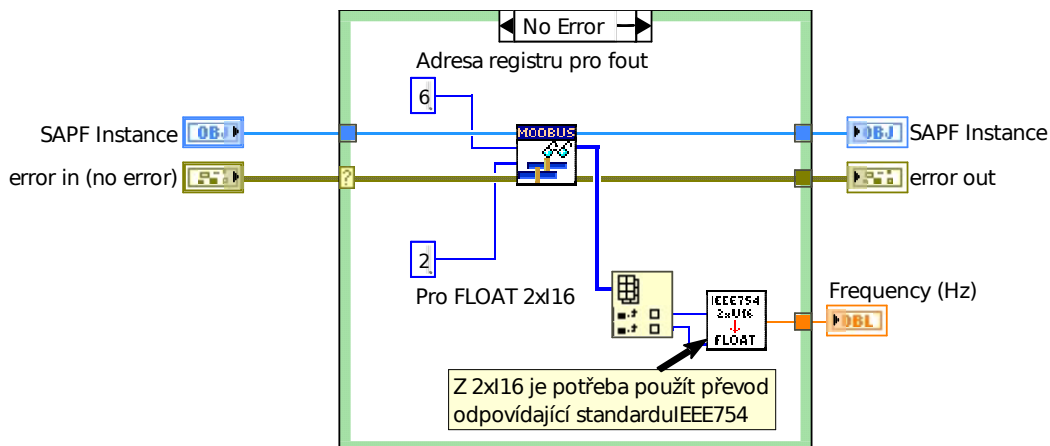
Adresa stavového slova je uvedena v tabulce 6.5 a vyčítají se všechny hodnoty bitů, jejichž popis je uveden v tabulce 6.4. Z uvedených stavů se určuje, jestli probíhá komunikace s přístrojem, jestli je připraveno k zapnutí, je v chodu nebo jestli je v poruše. Na základě těchto stavů aplikace informuje uživatele, v jakém stavu jsou připojená zařízení.



Obrázek 6.18: subVI pro vyčtení stavového slova.

6.5.1.2 Vyčítání měřených veličin

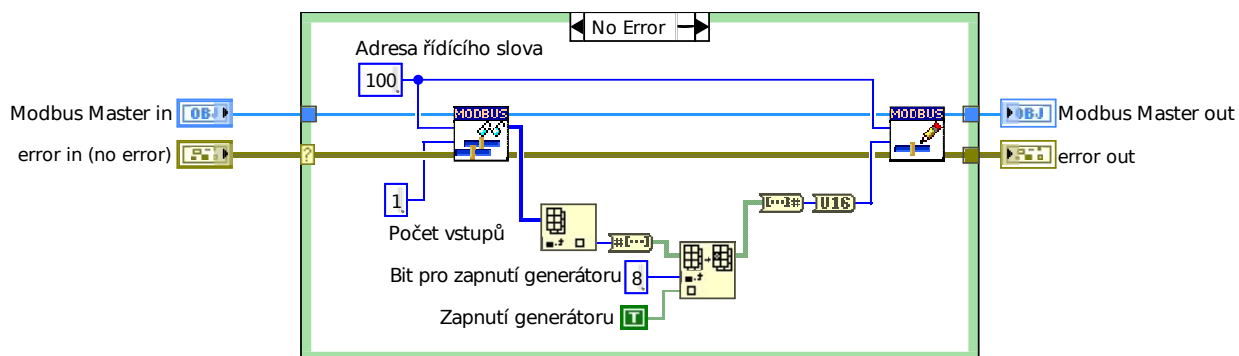
Adresy registrů pro jednotlivé měřené veličiny jsou uvedené v tabulce 6.6. Na obrázku 6.19 je zobrazen příklad pro výstupní frekvenci. Protože Modbus podporuje jen logické a *I16* hodnoty, tak pro *Float* hodnoty je nutno převést $2 \times I16$ na *Float* dle standardu pro dvojkovou aritmetiku v pohyblivé řádové čárce IEEE 754.



Obrázek 6.19: subVI pro vyčítání výstupní frekvence.

6.5.1.3 Zapnutí generátoru proudu

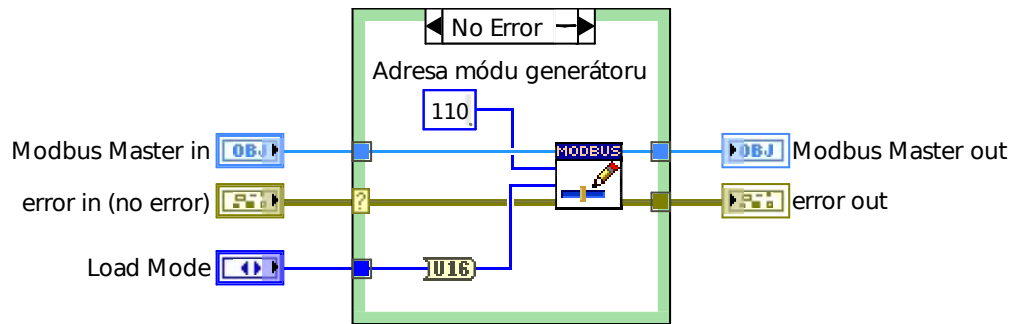
Na adrese registru 100, což podle tabulky 6.8 odpovídá adrese řídicího slova. Řídicí slovo je definováno dle tabulky 6.7 a zapnutí generátoru odpovídá bitu 8. Příkaz se následně pošle přes Modbus do generátoru kompenzačního proudu nebo říditelné zátěže. Pro vypnutí generování proudu je dle tabulky 6.7 nutno změnit bit z 8 na 9.



Obrázek 6.20: subVI pro zapnutí generátoru.

6.5.1.4 Zvolení módu zátěže

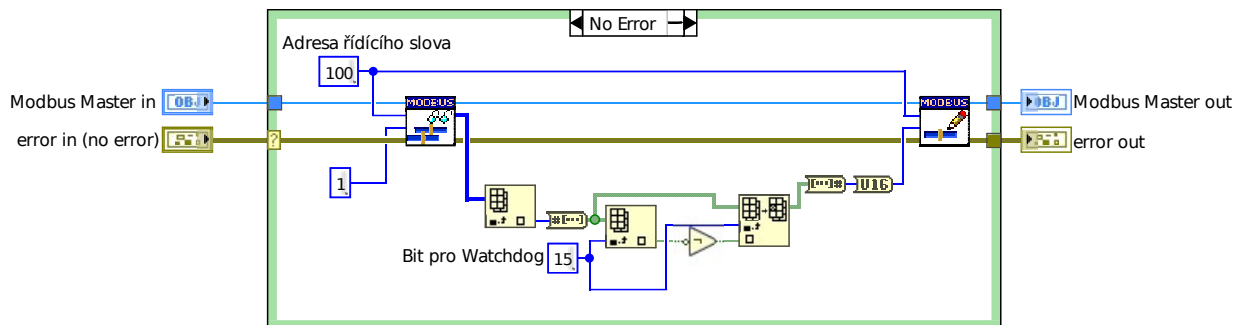
Generátory proudu a elektronické zátěže mohou generovat proud dle nastaveného módu. Podle nastaveného módu je nutno definovat referenční proud jiným způsobem, viz tabulka 6.8. V této aplikaci byl použit pouze mód pro generování proudu na základě analogového vstupu.



Obrázek 6.21: subVI pro nastavení módu generátoru proudu a elektronické zátěže.

6.5.1.5 Watchdog

Toto subVI slouží k potvrzení aktivní komunikace mezi přístrojem a počítačem. V aplikaci dochází k volání Watchdogu každých 50ms.



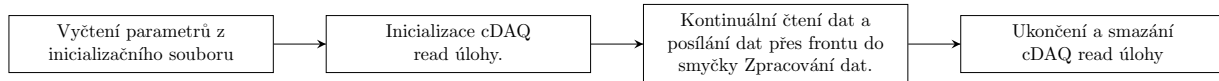
Obrázek 6.22: subVI pro Watchdog.

6.5.2 cDAQ čtení dat

Pro čtení dat z šasi cDAQ-9189 s třemi měřicími moduly NI 9215 se používají převážně funkce z knihovny *NI DAQmx*. Nejprve jsou z inicializačního souboru vyčteny potřebné parametry pro nastavení *NI DAQmx* funkcí, jako jsou názvy jednotlivých kanálů a vzorkovací frekvence. Pro vytvoření měřicích kanálů byla použita funkce *DAQmx Create Channel (AI-Voltage-Basic).vi*. Pro nastavení časování byla použita funkce *DAQmx Timing (Sample Clock).vi*, kde je použit kontinuální sběr dat. Dále byla nastavena velikost vstupního bufferu pomocí funkce *DAQmx Configure Input Buffer.vi*. Následně se spustí měření využitím funkce *DAQmx Start Task.vi* a začne kontinuální vyčítání dat ve *while* smyčce pomocí funkce *DAQmx Read*. Tyto data jsou přes frontu posílány do smyčky *Zpra-*

cování dat, kde jsou dále zpracována. Po ukončení běhu aplikace dojde k ukončení úlohy a k jejímu následnému smazání.

Pro měření dat byla použita vzorkovací frekvence 10kS/s a měřící okno je 100ms. Jelikož je dle normy ČSN EN 50160 nutno měřit až 50 harmonických složek, tak hodnota vzorkovací frekvence splňuje vzorkovací teorém s jistou rezervou. Celkově se měří tři napětí a devět proudů. Je ale vhodné podotknout, že proudy byly převedeny na napětí v rozsahu ± 10 V a napětí sítě bylo převedeno na nižší napětovou hladinu ± 10 V.



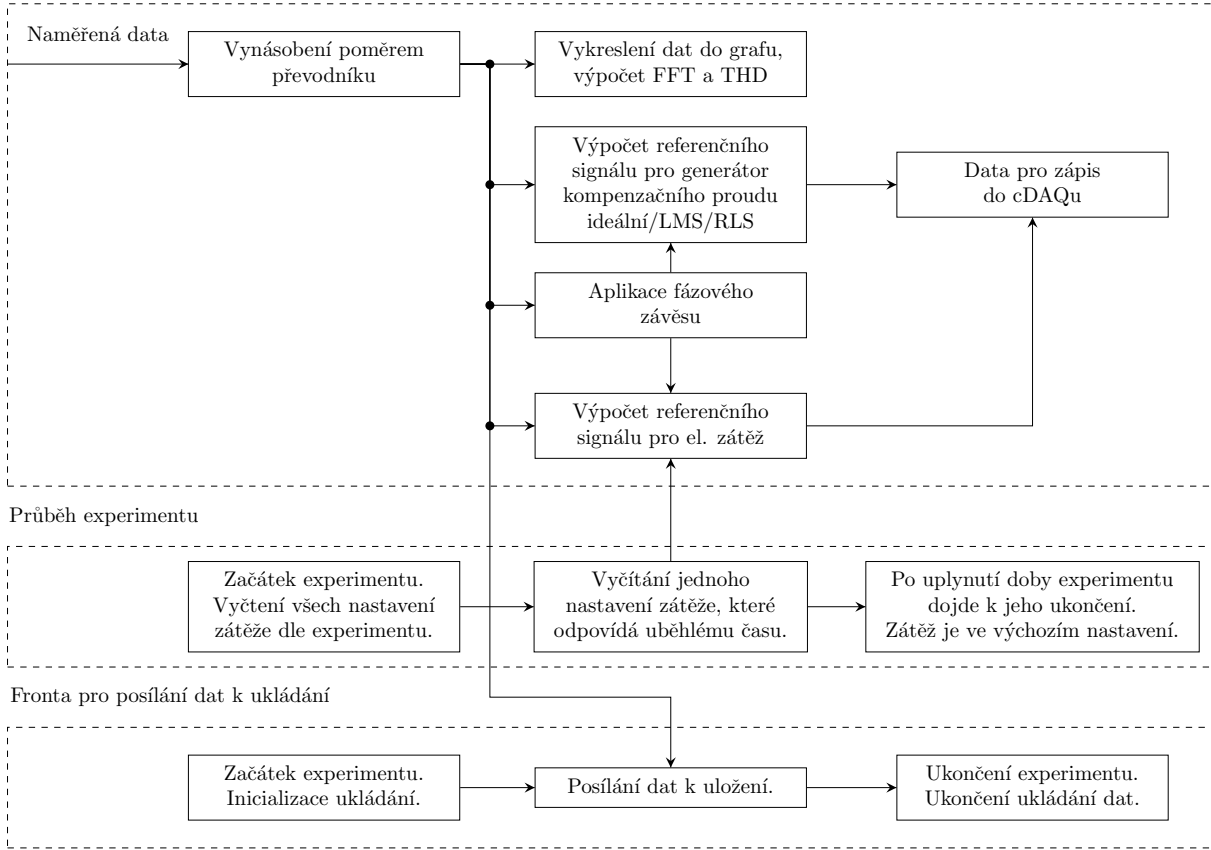
Obrázek 6.23: Blokový diagram zobrazující běh smyčky pro čtení dat z cDAQu.

6.5.3 Zpracování dat

Přijaté data z cDAQu-9189 se musí nejprve vynásobit poměrem měřícího rozsahu proudového či napětového převodníku, aby signály odpovídaly původním hodnotám. Poté se vykreslí data do grafů, provede FFT analýza a vypočte hodnota THD před a po filtraci. Následně se podle nastavení zátěží vypočítávají referenční signály, které mají elektrické zátěže v rozvaděčové skříni BHCGL-1 vygenerovat. Podle zatížení elektrické sítě elektrickými zátěžemi se vypočítávají referenční kompenzační signály, které mají generátory kompenzačního proudu v rozvaděčové skříni BHCGL-1 vygenerovat. Pro výpočet referenčních kompenzačních proudů je možné volit ze dvou variant. První variantou je, že elektrickým zátěžím i generátorům kompenzačního proudu bude přiveden identický referenční signál, ale pro generátory kompenzačního proudu nebude referenční signál obsahovat první harmonickou a bude otočen o 180° . Další variantou je použití adaptivních algoritmů LMS a RLS, které vypočítají referenční kompenzační proudy, které se otočí o 180° . Na oba referenční signály je použit fázový závěs, aby byla elektrická zátěž i generátor kompenzačního proudu ve fázi s napětím. Následně jsou referenční signály zaslány do cDAQu, kde výstupní moduly NI 9263 přivedou tyto analogová referenční data na vstupy elektrických zátěží a generátorů kompenzačního proudu.

Průběh experimentu je takový, že se v souboru *experimenty.txt* nastaví dané hodnoty harmonických složek a určí se časový úsek, po který bude dané nastavení aktivní. Poté se přepne na další nastavení nebo se ukončí experiment a bude aktivní výchozí nastavení zátěže. Po dobu experimentu zároveň běží ukládání dat, které se vytvoří pod názvem *metoda_parametr* (např. *RLS_0,999*) a po dobu experimentu se data ukládají. Po skončení experimentu se zápis do souboru ukončí. Ukládání se provádí v jiné smyčce z důvodu, aby se zpracování dat nezpomalilo, jelikož musí být zajištěno stále zasílání dat do smyčky *pro zápis dat do cDAQu*.

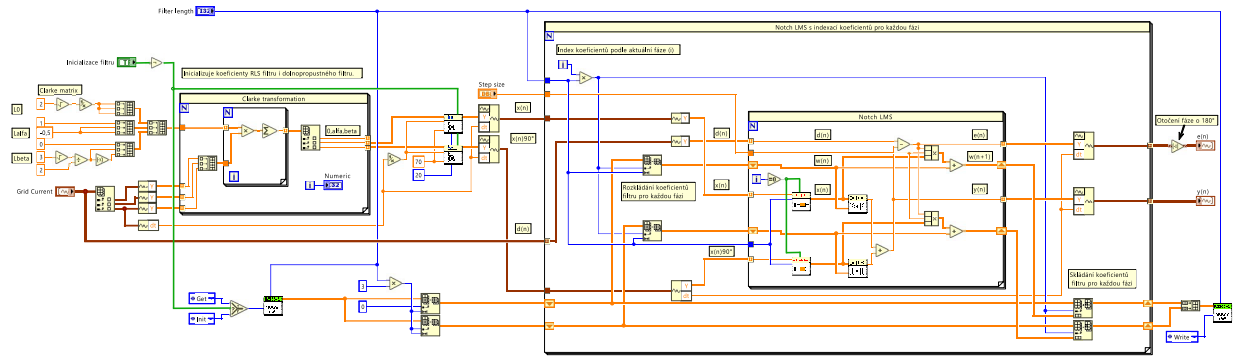
Běžný běh aplikace



Obrázek 6.24: Blokový diagram zobrazující běh smyčky pro zpracování dat.

6.5.3.1 Notch LMS algoritmus

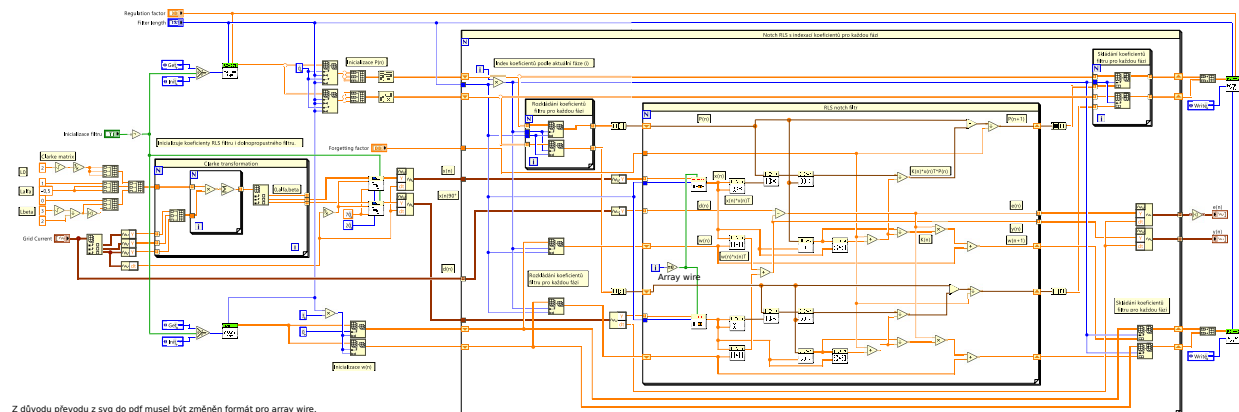
Notch LMS algoritmus, jehož blokový diagram je zobrazen na obrázku 6.25 vyžaduje vstupní signál $d(n)$ a referenční signály $x(n)$ a $x(n)_{90^\circ}$. Pro vytvoření referenčních proudů se využívá Clarkové transformace, která převede třífázové proudy v souřadnicích $a-b-c$ do souřadnic $\alpha-\beta-0$. Tyto proudy se vyfiltrují v dolnoproputném filtru a výsledkem jsou referenční signály $x(n)$ a $x(n)_{90^\circ}$. Výpočet LMS algoritmu pak odpovídá rovnicím uvedeným v kapitole 5.1.1. Jelikož se jedná o třífázový výpočet, tak je pro každou fázi ukládána původní hodnota vah vektorů w a w_{90° . Funkční globální proměnná *Array FGV* slouží pro inicializaci, čtení a zápis hodnot vah vektorů w a w_{90° pro každou fázi.



Obrázek 6.25: subVI pro aplikaci Notch LMS algoritmu.

6.5.3.2 Notch RLS algoritmus

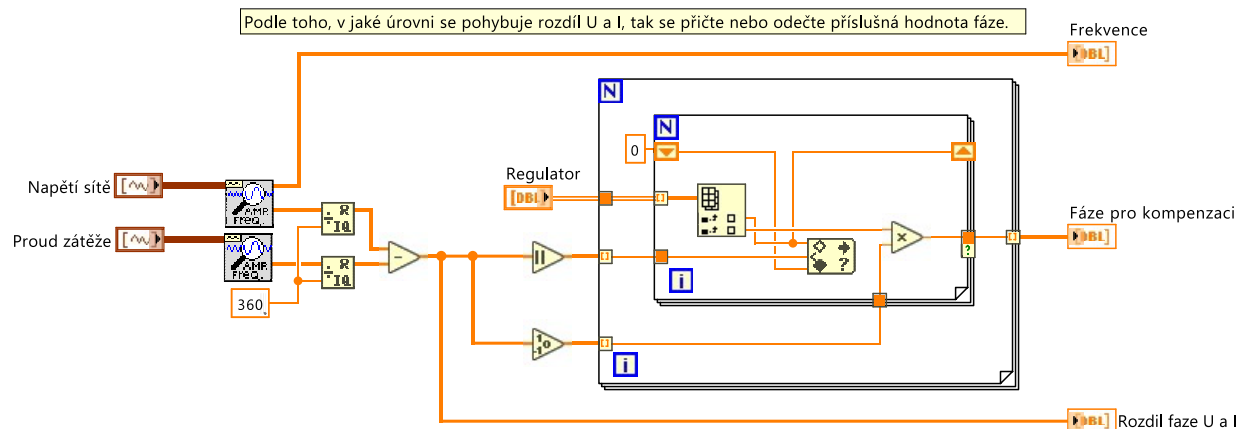
Notch RLS algoritmus, jehož blokový diagram je zobrazen na obrázku 6.26 a stejně jako LMS vyžaduje vstupní signál $d(n)$ a referenční signály $x(n)$ a $x(n)_{90^\circ}$. Pro vytvoření referenčních proudů se rovněž využívá Clarkové transformace s dolnoproputnými filtry a výsledkem jsou referenční signály $x(n)$ a $x(n)_{90^\circ}$. Výpočet RLS algoritmu pak odpovídá rovnicím uvedeným v kapitole 5.1.2. Jelikož notch RLS algoritmus vyžaduje uchovávání hodnoty vah vektorů w a w_{90° a navíc hodnoty inverzních matic P a P_{90° , tak jsou potřeba dvě funkční globální proměnné.



Obrázek 6.26: subVI pro aplikaci Notch RLS algoritmu.

6.5.3.3 Fázový závěs

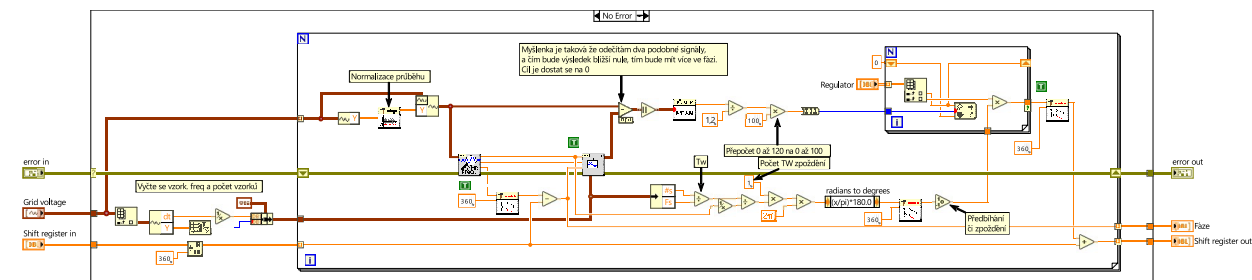
Na obrázku 6.27 je zobrazený blokový diagram jednoduchého fázového závěsu. Pro měření fází je použita funkce *Extract Single Tone Extraction.vi* a ve for smyčce se zjišťuje, v jaké hladině se pohybuje rozdíl fáze napětí a proudu a dle nastavených parametrů se na výstupu objeví adekvátní hodnota fáze. Tímto způsobem se iteračně vyrovná rozdíl fáze na hodnoty blízko nule.



Obrázek 6.27: subVI pro fázový závěs.

6.5.3.4 Regulace kmitání kmitočtu v elektrické síti

Vlivem kmitání frekvence sítě v rozsahu 49,5 až 50,5 Hz, který je uvedený v normě ČSN EN 50160 dochází k předběhání či zpoždění průběhů, čímž však dochází k posunu fáze. Fázový závěs tento problém není plně schopen pokrýt, proto se využívá řešení zobrazené na obrázku 6.28. Zde se využívá rovněž princip fázového závěsu, kde se porovnává fáze napětí a fáze referenčního signálu. Toto řešení slouží ke zjištění aktuální fáze napětí, ale bez rozdílu fáze mezi napětím a proudem. Navíc tuto funkci plní adaptivní filtr, ale tato funkce je stále vyžadována pro jiné části aplikace.



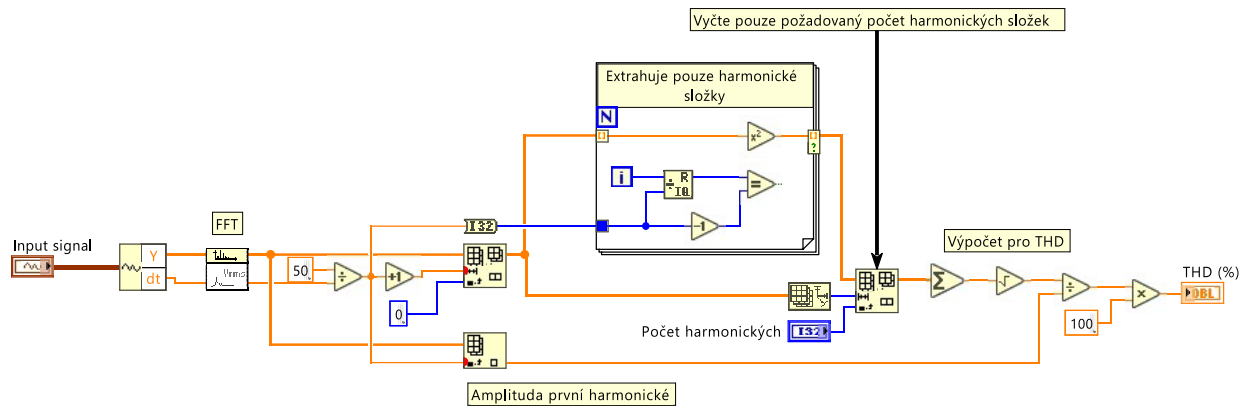
Obrázek 6.28: subVI pro regulaci kmitání kmitočtu v elektrické síti.

6.5.3.5 Výpočet Celkového harmonického zkreslení (THD)

Hodnota THD_I definuje zkreslení sinusového signálu, které se udává v procentech. Tato hodnota je definována jako poměr součtu všech harmonických složek proudu k proudu základní harmonické složky.

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \cdot 100, \quad (6.3)$$

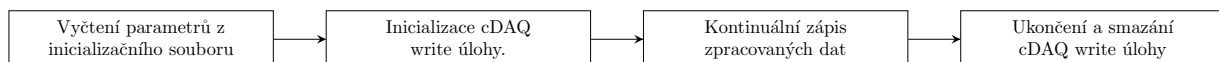
kde I_1 je proud základní harmonické a I_2 až I_n jsou proudy harmonických složek.



Obrázek 6.29: subVI pro výpočet THD.

6.5.4 cDAQ zápis dat

Pro zápis dat do výstupních modulů NI 9263, které jsou osazeny v šasi cDAQ-9189 jsou také použity převážně funkce z knihovny *NI DAQmx*. Pro vytvoření výstupních kanálů byla použita funkce *DAQmx Create Channel (AO-Voltage-Basic).vi*. Pro časování byla použita funkce *DAQmx Timing (Sample Clock).vi*, kde je nastaven kontinuální režim. Dále je nastaven režim *Do not allow regeneration*, který vyžaduje kontinuální přísun nových dat, jinak dojde k chybovému stavu. Je tedy nutné, aby zpracování dat proběhlo v rámci jednoho časového okna. Navíc se musí zapsat stejné množství dat do vnitřní paměti zařízení před samotným zahájením úlohy. Dále byla nastavena velikost výstupního bufferu pomocí funkce *DAQmx Configure Output Buffer.vi*. Následně se spustí generování výstupních dat pomocí funkce *DAQmx Start Task.vi* a začne kontinuální generování dat ve *while* smyčce využitím funkce *DAQmx Write*. Po ukončení běhu aplikace dojde k ukončení úlohy a k jejímu následnému smazání.



Obrázek 6.30: Blokový diagram zobrazující běh smyčky pro zápis dat do cDAQu.

6.5.5 Čtení uložených dat

Čtení uložených dat v souborech je nezbytné pro dodatečnou analýzu. Například vykreslení celých průběhů, sledování přechodových dějů a ustálené stavy, které se za běhu aplikace rychle ztrácí. Dále je možné data zkoumat z pohledu kvality kompenzace, jako je výpočet THD. Dále je možnost, že během experimentu může dojít k poruše přístroje a případná data mohou pomoci diagnostice a k pochopení za jakých okolností k poruše došlo.

Pro tyto potřeby byla vyvinuta aplikace pro čtení dat, která je rozdělená do dvou částí. První část aplikace provede výpočet průměrného zlepšení všech souborů ve složce *Data* a vypíše je do přehledné tabulky, viz. obrázek 6.31. Takto uživatel nemusí otevírat po sérii experimentů velké množství souborů a někde si zapisovat výsledky, ale aplikace vše udělá za uživatele. Druhá část aplikace slouží pro vykreslení jednotlivých proudů a slouží tedy pro čtení jednoho vybraného souboru. Toto bude nejspíše soubor s nejvyšší hodnotou průměrného relativního zlepšení THD v tabulce první části aplikace. V aplikaci je také možné zvolit časové intervaly, které uživatele zajímají a aplikace do složky *Pictures* vygeneruje příslušné obrázky ve formátu *.bmp*.

Výsledky experimentů

0	Metoda	Parametr	Průměrné relativní zlepšení THD
0	Ideální kompenzace		29,281
	Ideální kompenzace	delay	27,473
	LMS	1E-20	19,812
	LMS	1E-15	19,669
	LMS	1E-14	19,412
	LMS	1E-13	21,345
	LMS	1E-12	19,276
	LMS	1E-11	21,144
	LMS	1E-10	20,612
	LMS	1E-9	18,792
	LMS	1E-8	21,230
	LMS	1E-7	19,494
	LMS	1E-6	22,073
	LMS	1E-5	21,544
	LMS	0,0001	21,423
	LMS	0,001	21,872
	LMS	0,01	21,624
	LMS	0,1	17,011
	RLS	0,9	9,205
	RLS	0,99	21,545
	RLS	0,999	22,207
	RLS	0,9999	22,346
	RLS	0,99999	21,773
	RLS	1	21,620

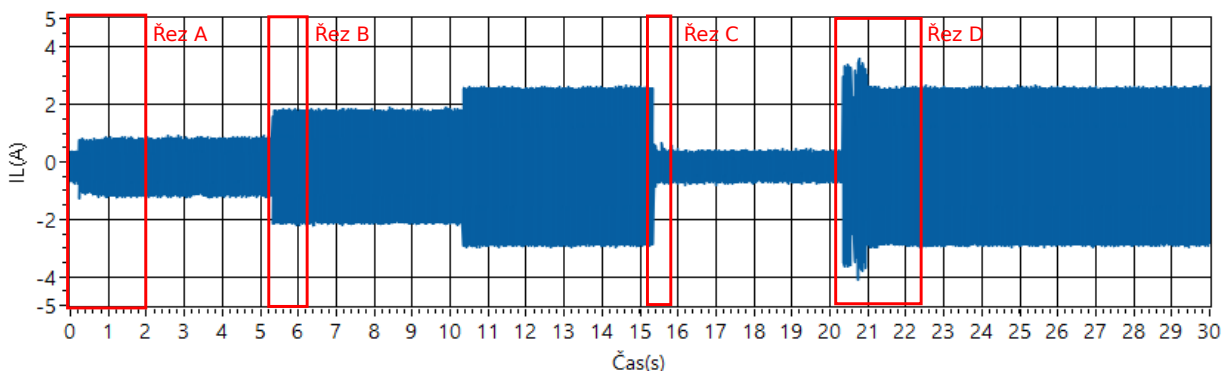
Obrázek 6.31: Přehled provedených experimentů a jejich hodnoty průměrného relativního zlepšení THD.

Kapitola 7

Experimenty

Na obrázku 7.1 je zobrazen 30s průběh proudu, na kterém byly testovány adaptivní algoritmy. Jsou zde vyznačeny přechodové děje, ve kterých dochází k nejzajímavějším dějům. Vyznačený řez A zobrazuje změnu zátěže z vypnutého do zapnutého stavu. Řez B zobrazuje změnu z nižší hodnoty zátěže na vyšší hodnotu zátěže. Dále řez C zobrazuje děj, kdy dochází k vypnutí měniče. Poslední řez D zobrazuje zapnutí zátěže jako řez A, ale do vyšší hodnoty zátěže.

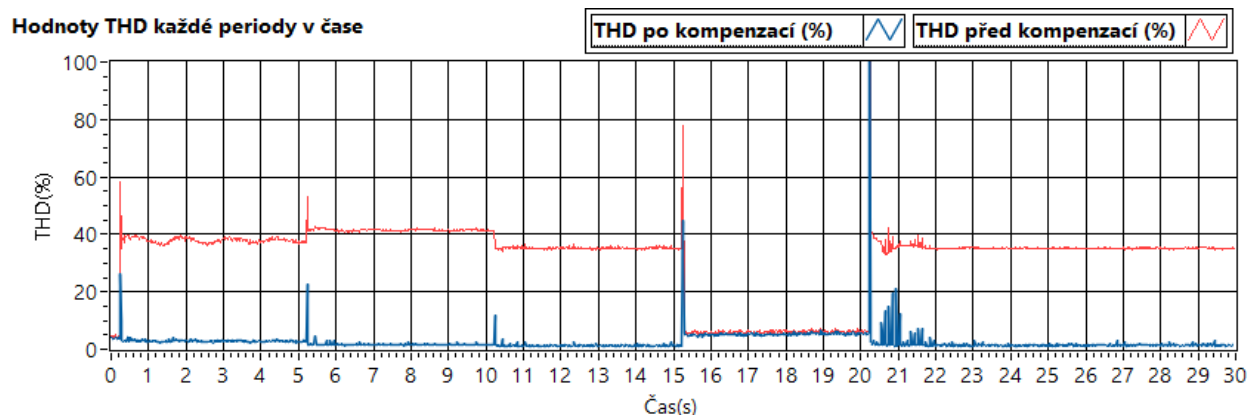
Celý průběh záznamu - elektrická zátěž



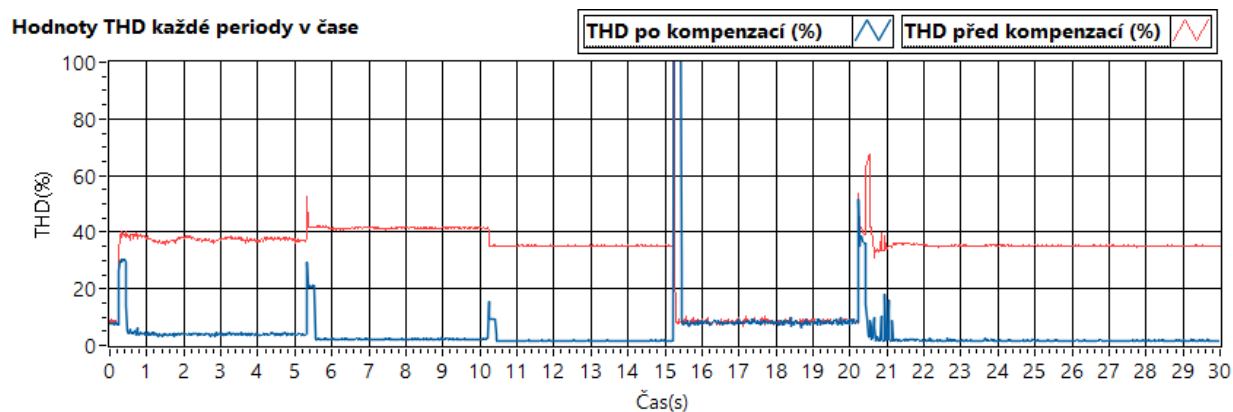
Obrázek 7.1: Průběh naměřeného experimentu s vyznačenými řezy.

Jelikož v rámci experimentu dochází ke změnám zátěží, které mají různé hodnoty THD, a navíc v různých fázích kompenzace se dosahuje různých hodnot THD, tak jako parametr určující kvalitu kompenzace bylo zvoleno průměrné relativní zlepšení THD. Průměrné relativní zlepšení THD je vypočteno tak, že se vypočte THD každé periody v daném experimentu a udělá se průměr ze všech hodnot. Jako referenční hodnota je použita hodnota, která byla získána po aplikaci ideální kompenzace a kompenzací se zpožděním dvou časových oken. Ideální kompenzace znamená, že elektrickým zátěžím i generátorům kompenzačního proudu je přiveden identický referenční signál, ale pro generátory kompenzačního proudu nebude referenční signál obsahovat první harmonickou složku a bude otočen o 180° . Zpoždění dvou časových oken je implementováno, aby částečně simulovalo zpoždění,

kteří vzniká charakterem SW aplikace pro ovládání generátorů proudu BHCGL-1. Tyto referenční hodnoty jsou zatíženy pouze chybou fázového závěsu, viz. obrázek 7.2. Tato chyba vzniká při změně zátěže, než zareaguje správně fázový závěs. Na obrázku 7.3 lze vidět chybu fázového závěsu navíc se zpožděním kompenzace dvou časových oken. Při aplikaci adaptivních filtrů je chyba v přechodových jevech zesílena tím, že dochází k chybě fázového závěsu a navíc se adaptivní algoritmus snaží odhadnout správný kompenzační proud. Jenže vlivem chyby fázového závěsu dochází k chybě kompenzace, čímž může dojít k rozladění fázového závěsu.



Obrázek 7.2: Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po ideální kompenzaci.



Obrázek 7.3: Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po ideální kompenzaci se zpožděním dvou časových oken.

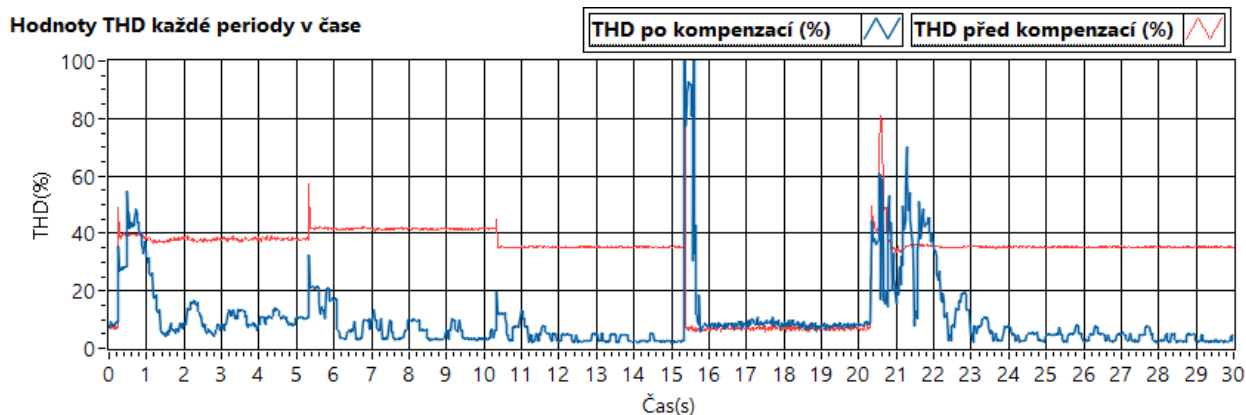
7.0.1 Aplikace adaptivního algoritmu LMS

Vzhledem k tomu, že správná funkčnost adaptivních algoritmů z rodiny LMS je závislá na správném nastavení konvergenční konstanty, tak se zkoumaly různé nastavení, viz. tabulka 7.1. Každé jednotlivé nastavení bylo zkoumané na reálném zařízení a nebyly vypočteny pomocí dodatečné analýzy. Pro tento experiment je z pohledu průměrného relativního zlepšení THD optimální nastavení konvergenční konstanty $1E-6$. Je nutno podotknout, že optimální nastavení se bude lišit pro každý experiment, ale je možné určit rozsah hodnot, kde bude adaptivní algoritmus fungovat správně.

Tabulka 7.1: Výsledky experimentu po aplikaci adaptivního algoritmu LMS.

Metoda	Konvergenční konstanta	Průměrné relativní zlepšení THD (%)
Ideální kompenzace		29,281
Ideální kompenzace	delay	27,473
LMS	$1E-15$	19,669
LMS	$1E-14$	19,412
LMS	$1E-13$	21,345
LMS	$1E-12$	19,276
LMS	$1E-11$	21,144
LMS	$1E-10$	20,612
LMS	$1E-9$	18,792
LMS	$1E-8$	21,230
LMS	$1E-7$	19,494
LMS	$1E-6$	22,073
LMS	$1E-5$	21,544
LMS	0,0001	21,423
LMS	0,001	21,872
LMS	0,01	21,624
LMS	0,1	17,011

Na obrázku 7.4 je zobrazen průběh vypočtených hodnot THD z každé periody a zobrazený v čase, kde lze vidět znatelné zlepšení hodnoty THD. Avšak při přechodových jevech dochází ke zhoršení THD a to z důvodu, že dochází k rozladění fázového závěsu a tím i k horší kompenzaci. Navíc se tyto chyby navzájem zesilují. V ustálených stavech dochází ke zlepšení hodnoty THD.



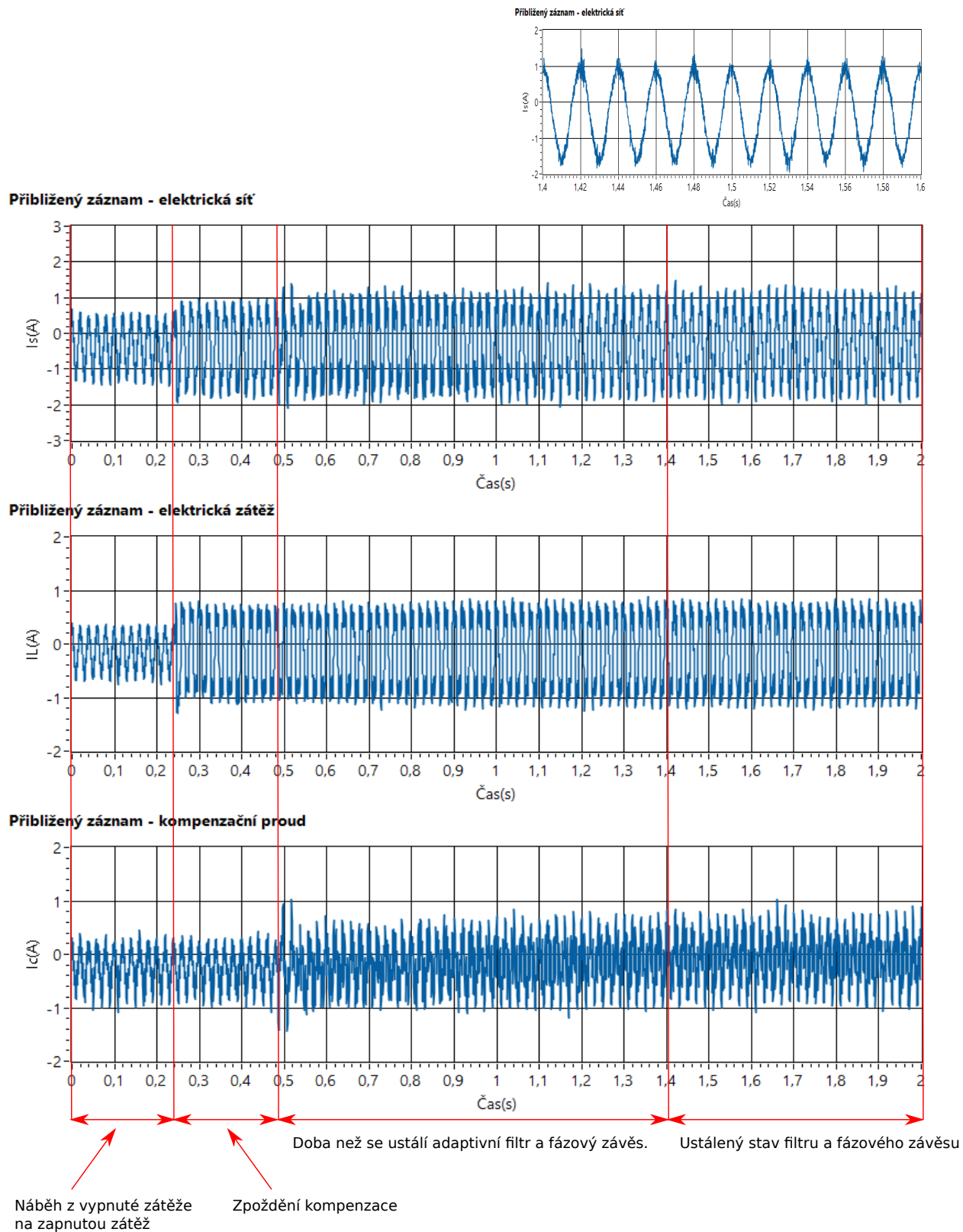
Obrázek 7.4: Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po aplikaci LMS algoritmu.

Na obrázku 7.5 je zobrazen výřez A z experimentu po aplikaci LMS algoritmu, viz. obrázek 7.1. Na těchto grafech je zobrazen přechod zátěže z vypnutého do zapnutého stavu. Zde je nutno podotknout, že vlivem architektury aplikace dochází ke zpoždění dvou časových oken a dochází k dalšímu zpožděním vlivem komunikace, generování a dalších. Kompenzace tedy začíná v čase 0,48s a filtrace začne fungovat správně v čase zhruba 1,4s. Doba správné kompenzace od začátku kompenzace je tedy přibližně 900ms.

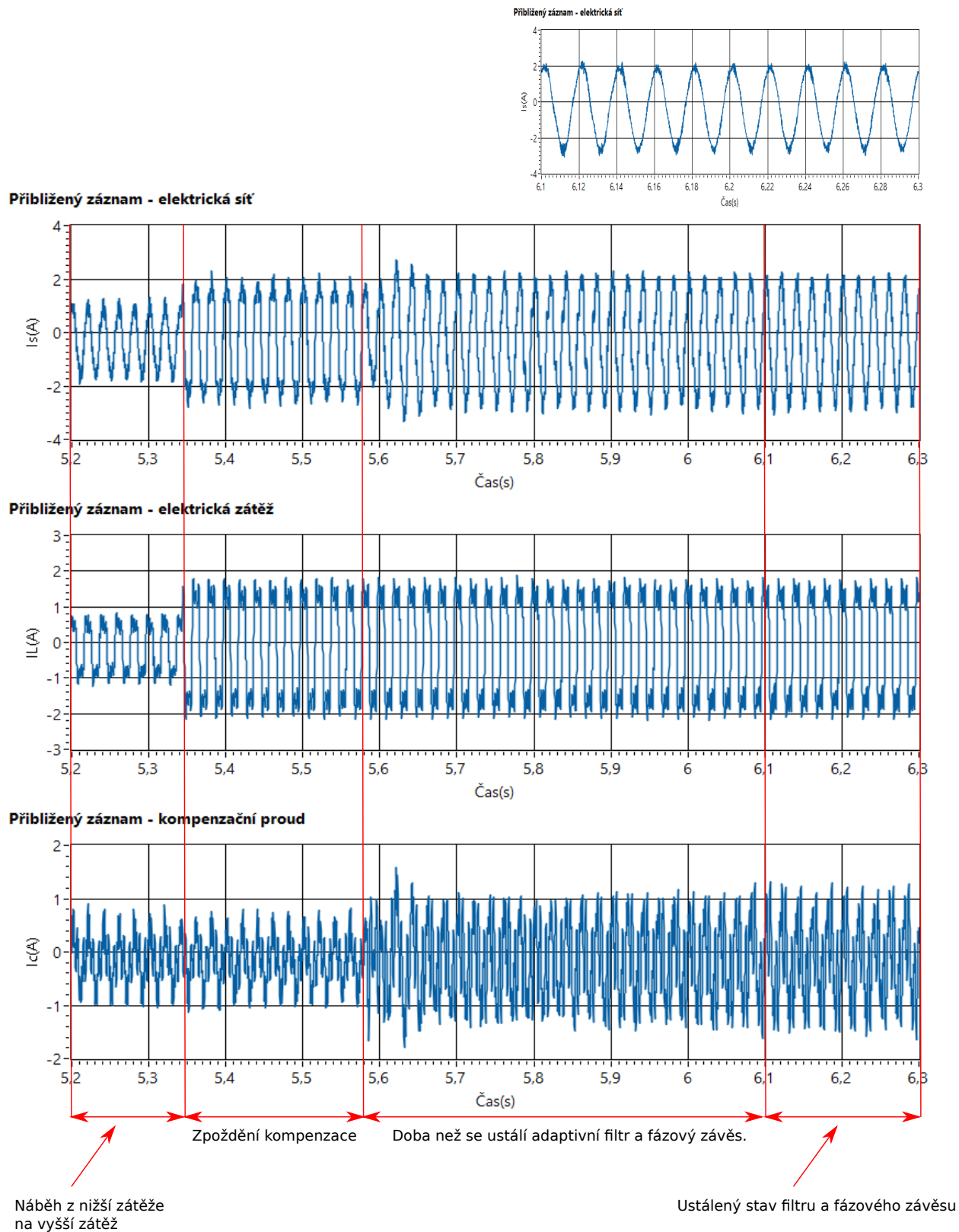
Na obrázku 7.6 je zobrazen výřez B z experimentu po aplikaci LMS algoritmu, viz. obrázek 7.1. Zde je zobrazena změna zátěže z nižší hodnoty na vyšší a s jiným zkreslením. Opět jde vidět zpožděná kompenzace, ale tentokrát dochází k částečné kompenzaci vlivem toho, že po změně zátěže v čase 5,55s působí kompenzace pro předchozí zátěž a to až do času 5,8s. Poté dochází již ke správné kompenzaci, ale trvá přibližně 500ms než dojde k ustálenému stavu.

Na obrázku 7.7 je zobrazen výřez C z experimentu po aplikaci LMS algoritmu, viz. obrázek 7.1. Na těchto grafech je vidět vypnutí zátěže a kdy vlivem zpožděné kompenzace do elektrické sítě injektujeme již nežádoucí kompenzační proud. Tímto dochází k dočasnému zhoršení kvality elektrické sítě, což je nežádoucí. Po čase 15,8s již dochází k odběru pouze malého proudu, který odebírají přístroje v nečinném stavu.

Na obrázku 7.8 je zobrazen výřez D z experimentu po aplikaci LMS algoritmu, viz. obrázek 7.1. Na těchto průbězích je oproti výřezu A jedna zajímavost. Při vyšším náběhu z vypnuté zátěže na zátěž s vyšším odběrem dojde k tomu, že fázovému závěsu trvá mnohem déle, než se ustálí a správně nastaví, aby zátěž byla ve fázi s napětím. V takovém případě správná kompenzace začíná působit až po přibližně 2s. Toto zpoždění je vyšší než v případě výřezu A a to o 1,1s.

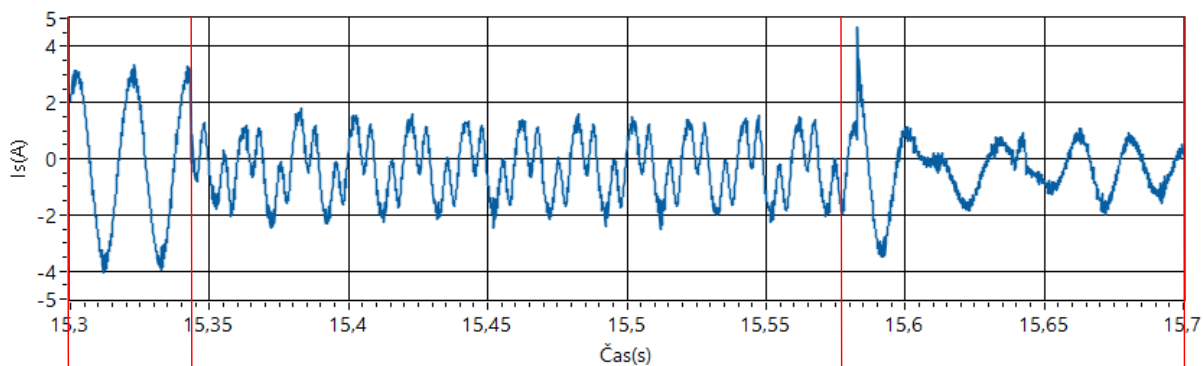


Obrázek 7.5: Experiment (výřez A), aplikace LMS algoritmu.

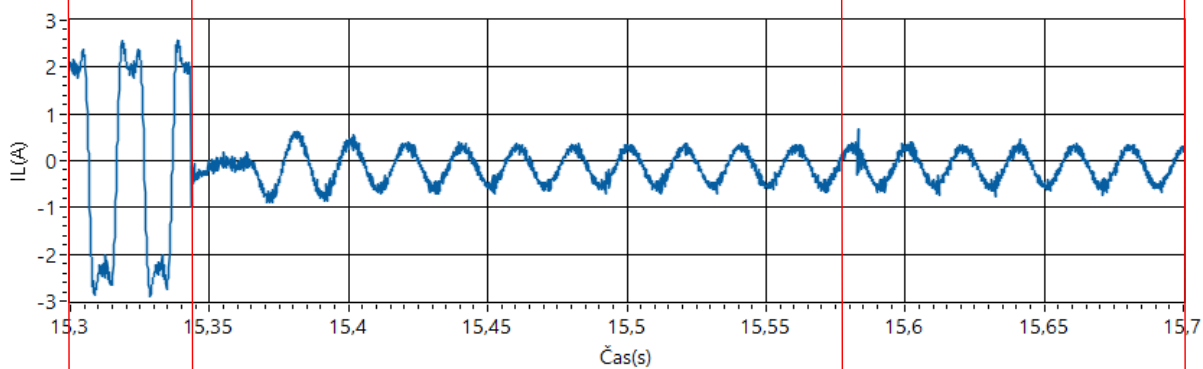


Obrázek 7.6: Experiment (výřez B), aplikace LMS algoritmu.

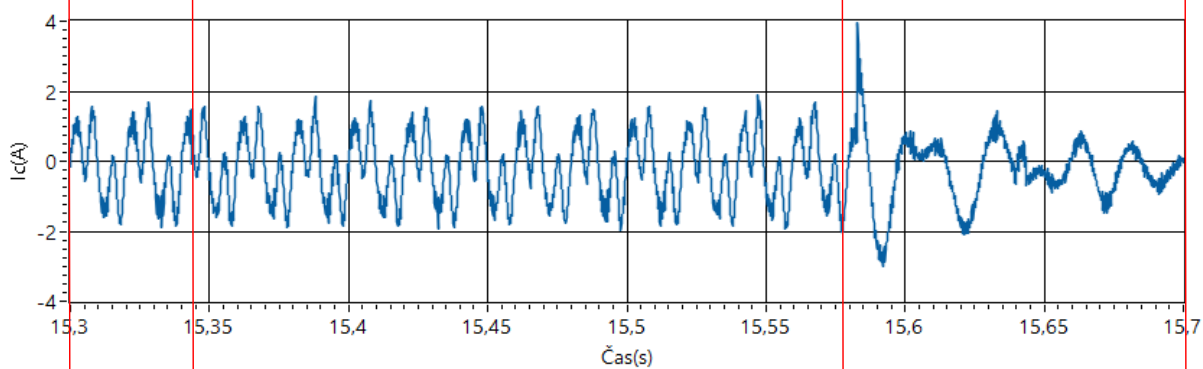
Přibližný záznam - elektrická síť



Přibližný záznam - elektrická zátěž



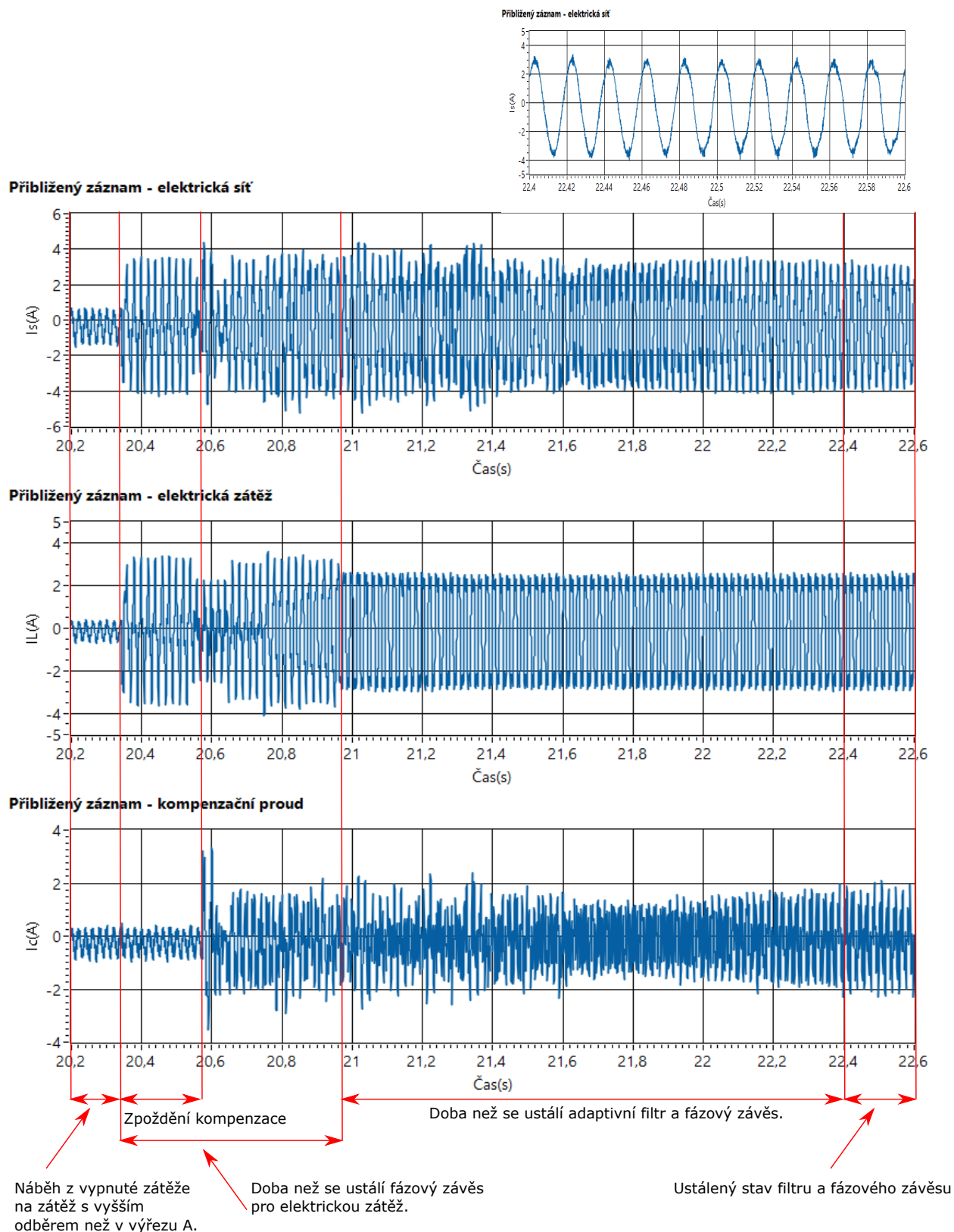
Přibližný záznam - kompenzační proud



↖
Přepnutí ze zapnuté zátěže
na vypnutou zátěž

↗
Ustálený stav filtru a fázového závěsu

Obrázek 7.7: Experiment (výřez C), aplikace LMS algoritmu.



Obrázek 7.8: Experiment (výřez D), aplikace LMS algoritmu.

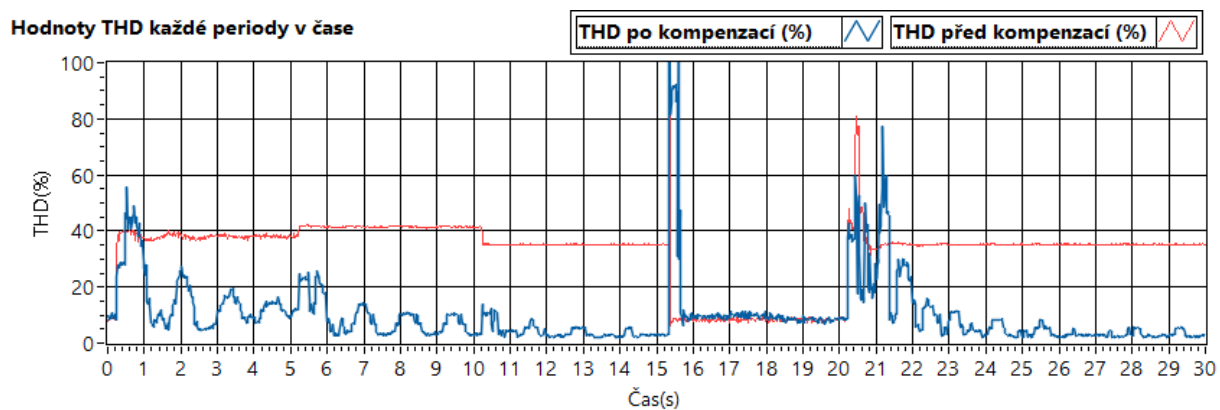
7.0.2 Aplikace adaptivního algoritmu RLS

Adaptivní algoritmy z rodiny RLS vyžadují pro optimální funkci nastavení správného zapomínacího faktoru. V aplikacích kvality elektrické energie je to hodnota blízko hodnotě jedna. Proto se zkoumaly hodnoty v rozsahu 0,9 až 1, viz. tabulka 7.2. Každé nastavení bylo provedeno na reálném zařízení a nejednalo se o dodatečný výpočet. V rámci tohoto experimentu je z pohledu průměrného relativního zlepšení THD nejvhodnější nastavení zapomínacího faktoru hodnota 0,9999.

Tabulka 7.2: Výsledky experimentu po aplikaci adaptivního algoritmu RLS.

Metoda	Zapomínací faktor	Průměrné relativní zlepšení THD (%)
Ideální kompenzace		29,281
Ideální kompenzace	delay	27,473
RLS	0,9	9,205
RLS	0,99	21,545
RLS	0,999	22,207
RLS	0,9999	22,346
RLS	0,99999	21,773
RLS	1	21,620

Na obrázku 7.9 je zobrazen průběh vypočtených hodnot THD z každé periody a zobrazeny v čase, kde lze vidět znatelné zlepšení hodnoty THD. Výsledky jsou velmi podobné jako po aplikaci LMS algoritmu. Stejně jako po aplikaci LMS algoritmu, i u RLS algoritmu dochází ke zhoršení THD během přechodových jevů. Průměrné relativní zlepšení THD je mírně lepší než při aplikaci LMS algoritmu.



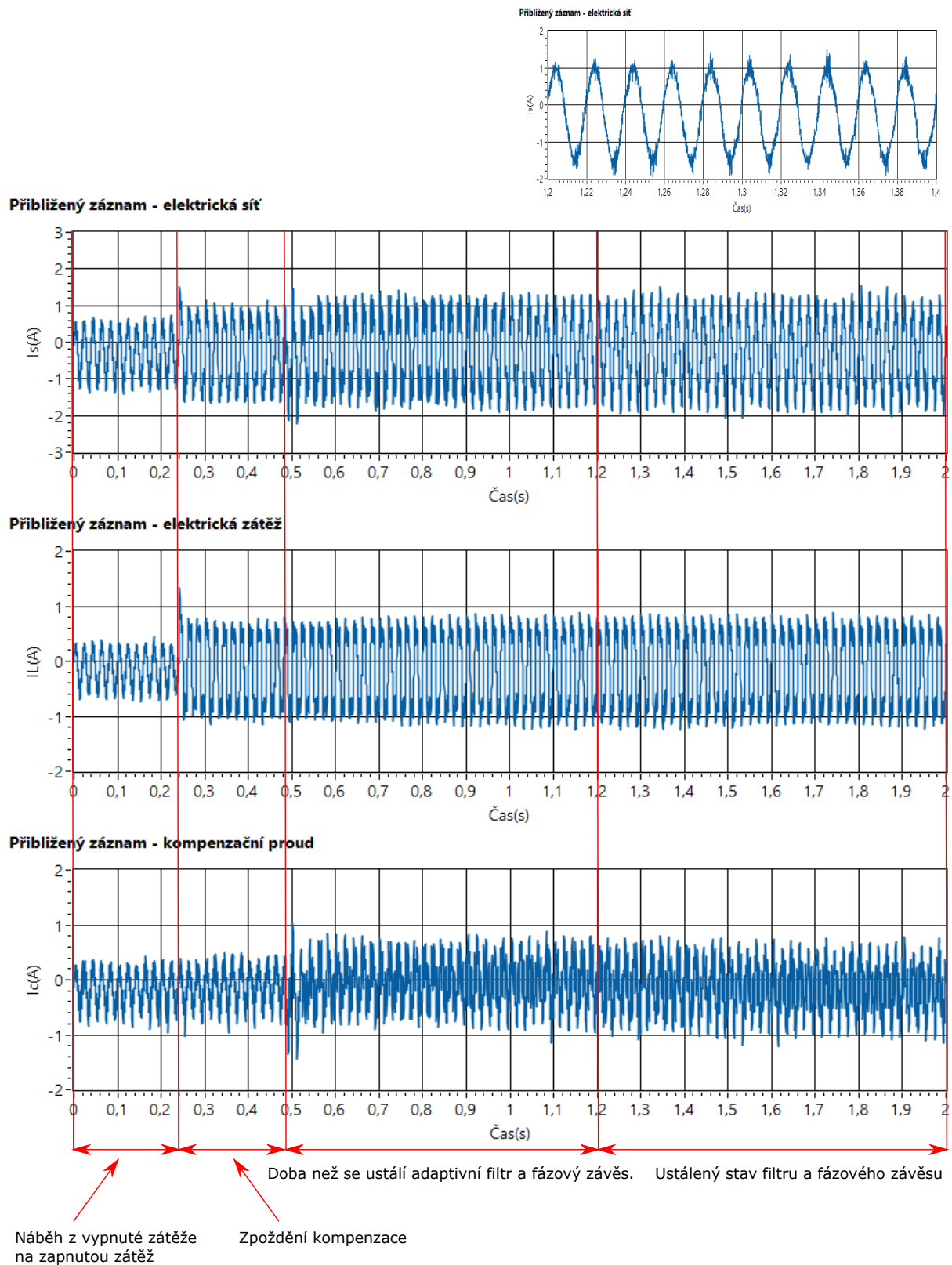
Obrázek 7.9: Průběh hodnoty THD vypočtené z každé periody po aplikaci RLS algoritmu.

Na obrázku 7.10 je zobrazen výřez A z experimentu po aplikaci RLS algoritmu, viz. obrázek 7.1. Jedná se o stejný výřez jako u LMS algoritmu a jedná se o přechod zátěže z vypnutého do zapnutého stavu. Z grafů lze vyčíst, že doba ustálení je v čase 1,2s, což je lepší než v případě LMS o 200ms.

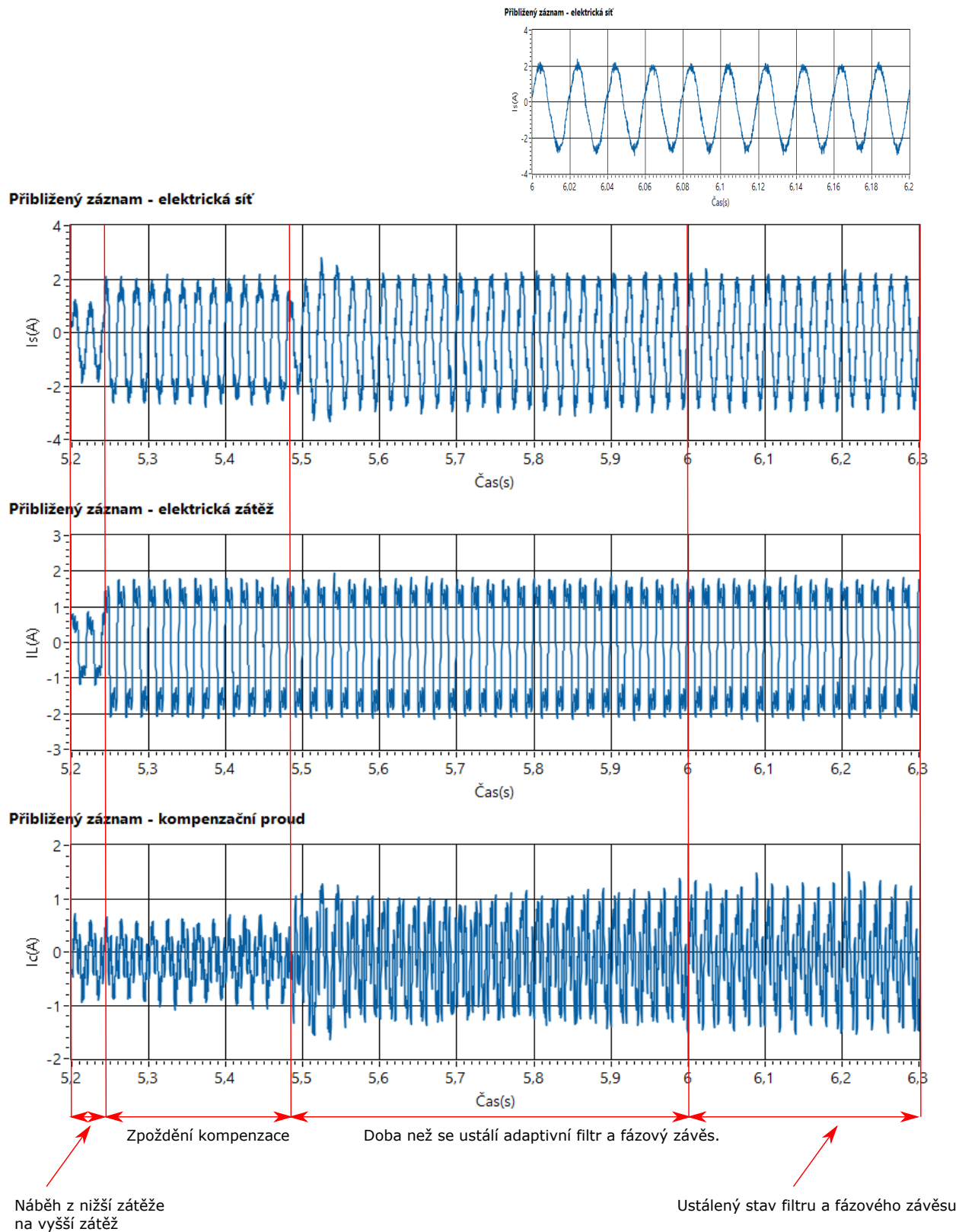
Na obrázku 7.11 je zobrazen výřez B z experimentu po aplikaci RLS algoritmu, viz. obrázek 7.1. Je zde zobrazen přechod zátěže z nižší hodnoty na vyšší. Doba konvergence je při aplikaci obou algoritmů prakticky totožná.

Na obrázku 7.12 je zobrazen výřez C z experimentu po aplikaci RLS algoritmu, viz. obrázek 7.1. V těchto grafech je zobrazeno vypnutí zátěže a jedná se o prakticky identický průběh proudů jako v případě aplikace LMS algoritmu.

Na obrázku 7.13 je zobrazen výřez D z experimentu po aplikaci RLS algoritmu, viz. obrázek 7.1. Zde je zobrazen opět přechod z vypnuté zátěže do zapnutého stavu, ale s vyšší amplitudou než v výřezu A. Správná kompenzace v tomto případě začíná působit asi po 1,8s a algoritmus RLS je tedy opět mírně rychlejší než LMS algoritmus. Oproti výřezu A je však ustálená filtrace o přibližně 1s pomalejší, tedy přibližně stejná hodnota jako v případě LMS algoritmu.

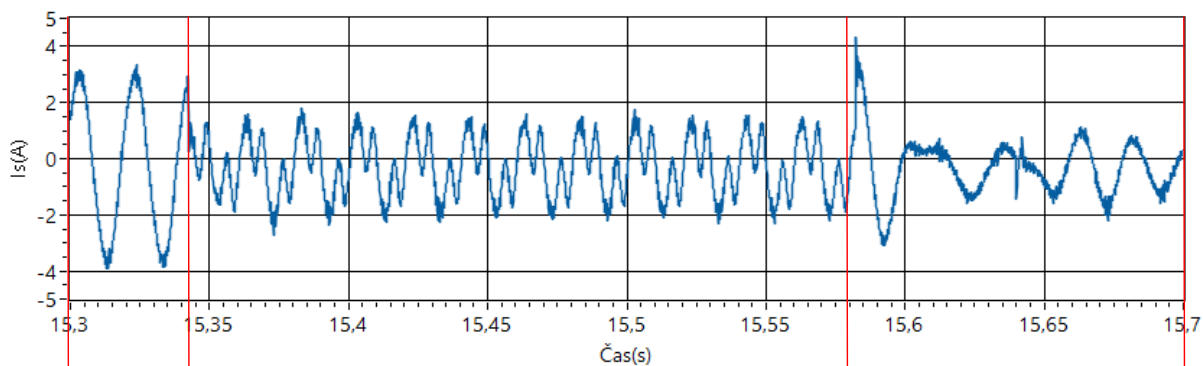


Obrázek 7.10: Experiment (výřez A), aplikace RLS algoritmu.

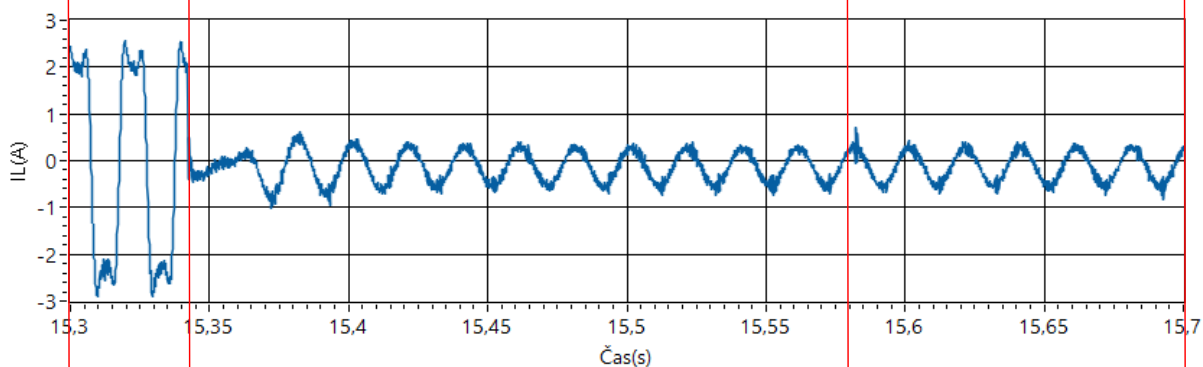


Obrázek 7.11: Experiment (výřez B), aplikace RLS algoritmu.

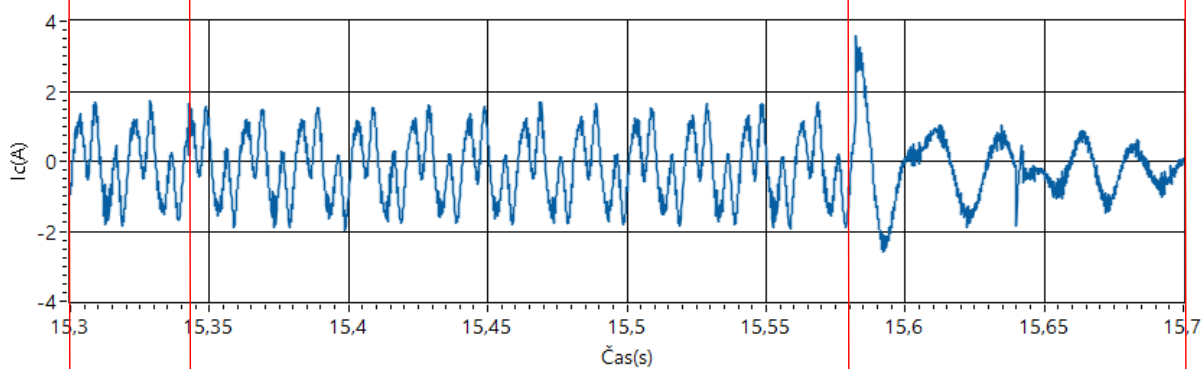
Přibližný záznam - elektrická síť



Přibližný záznam - elektrická zátěž



Přibližný záznam - kompenzační proud

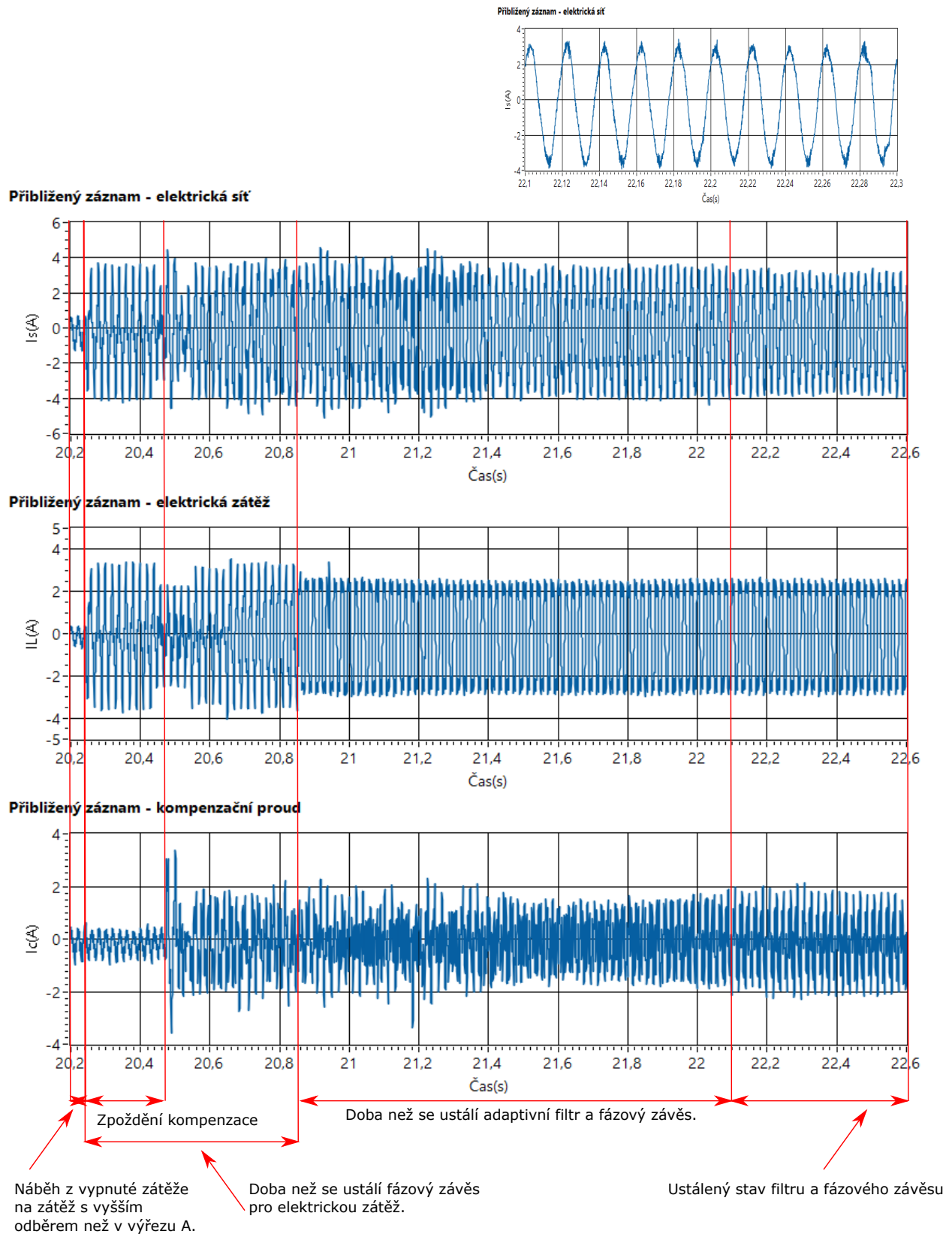


Zpoždění kompenzace

Přepnutí ze zapnuté zátěže
na vypnutou zátěž

 Ustálený stav filtru a fázového závěsu

Obrázek 7.12: Experiment (výřez C), aplikace RLS algoritmu.



Obrázek 7.13: Experiment (výřez D), aplikace RLS algoritmu.

Kapitola 8

Závěr

V teoretické části diplomové práce bylo provedeno teoretické shrnutí problematiky kvality elektrické energie dle normy ČSN EN 50160, viz. kapitola 2. Dále byla popsána problematika kompenzace jalového výkonu a harmonických složek využitím pasivních, rotačních a aktivních filtrů, viz. kapitola 3. Práce se také zabývá základním rozdělením měřicích systémů, viz. kapitola 4. V poslední části teoretické části jsou rozebrány adaptivní algoritmy LMS a RLS, které byly v rámci této práce aplikovány, viz. kapitola 5. Tyto adaptivní algoritmy slouží pro extrakci harmonických složek, které slouží jako referenční signál pro paralelní aktivní výkonové filtry. Kapitola je ukončena tabulkou, která slouží jako přehled běžně používaných metod pro extrakci harmonických složek pro paralelní aktivní výkonové filtry.

V experimentální části diplomové práce byla detailně popsána hardwarová i softwarová část praktické části práce. Byla popsána rozvaděčová skříň GENERÁTOR PROUDU BHCGL-1, která je navržena, aby plnila funkci paralelního aktivního výkonového filtru, viz. kapitola 6.1. Pro ovládání rozvaděčové skříně GENERÁTOR PROUDU BHCGL-1 a ověření adaptivních algoritmů LMS a RLS na tomto přístroji byla vyvinuta aplikace ve vývojovém prostředí LabVIEW od společnosti National Instruments, viz. kapitola 6.3. Pro komunikaci mezi počítačem a rozvaděčovou skříní byl použit komunikační protokol Modbus TCP/IP.

Experimentální část diplomové práce se zabývá zkoumáním chování navrženého celého měřicího a řídicího systému, viz kapitola 7. Jakožto parametr určující kvalitu kompenzace byl použit parametr průměrného relativního zlepšení THD. Na kvalitu kompenzace má vliv celá řada faktorů, například správné nastavení adaptivních algoritmů, funkčnost fázového závěsu a zpoždění kompenzace. V rámci experimentů bylo zjištěno, že navržený systém nefunguje zcela správně při přechodových jevech, kde trvá až dvě vteřiny, než dochází ke správné kompenzaci. Z experimentů vyplývá, že RLS algoritmus dosahuje hodnoty 22,346 % průměrného relativního zlepšení THD při nastavení zapomínacího faktoru 0,9999. Algoritmus LMS dosahuje hodnoty 22,073 % průměrného relativního zlepšení THD při nastavení konvergenční konstanty $1E-6$. Doba konvergence v experimentu byla totožná nebo mírně rychlejší při aplikaci RLS algoritmu. Vzhledem k charakteru průběhu proudů

je použit při aplikaci Notch adaptivních filtrů řád filtru 2. Vyšší hodnoty řádu filtru měly vždy negativní účinek.

Tato práce slouží jako pilotní projekt s rozvaděčovou skříní GENERÁTORŮ PROUDU BHCGL-1. Původně byla aplikace navržena pro třífázový systém, ale vlivem různých faktorů je v době psaní této práce funkční pouze jedna fáze, takže experimenty probíhaly pouze jednofázově.

Předmětem dalšího zkoumání této problematiky může být zdokonalení jednotlivých funkčních celků navržené aplikace, čímž bude možné dosáhnout lepších výsledků. Například zlepšení fázového závěsu může vést ke kratší době konvergence a snížení časového okna z 100 ms například na 40ms může také vést ke snížení doby konvergence, ale v takovém případě nebyl funkční navržený fázový závěs. K hlavnímu zlepšení by však mělo dojít při výměně cDAQ šasi za cRIO kontroler, který je vhodný pro real-time aplikace a je schopen pracovat s daty v režimu vzorek po vzorku, čehož není schopen cDAQ dosáhnout při tak velké vzorkovací frekvenci. Při aplikaci cRIO kontroleru, kde se pro výpočet adaptivních algoritmů využívá FPGA se dá očekávat zpoždění kompenzace celého systému pod 1ms.

Literatura

1. KORENC, Vladimír; HOLOUBEK, Jiří. *Kompenzace jalového výkonu v praxi*. IN-EL, 1999.
2. GOSCHLER, Constantin. *Compensation in Practice: The Foundation's Remembrance, Responsibility and Future and the Legacy of Forced Labour During the Third Reich*. Berghahn Books, 2017.
3. HRBAC, Roman; MLCÁK, Tomáš; KOLAR, Václav. Improving power quality with the use of a new method of serial active power filter (SAPF) control. *Elektronika ir Elektrotechnika*. 2017, roč. 23, č. 1, s. 15–20.
4. SAHU, Ipsita; GADANAYAK, DA. Comparison between two types of current control techniques applied to shunt active power filters and development of a novel fuzzy logic controller to improve SAPF performance. *Int. J. Eng. Res. Dev.* 2012, roč. 2, č. 4, s. 1–10.
5. AKAGI, Hirofumi; KANAZAWA, Yoshihira; NABAE, Akira. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on industry applications*. 1984, č. 3, s. 625–630.
6. REVUELTA, P Salmerón; HERRERA, RS. Application of the instantaneous power theories in load compensation with active power filters. In: *Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France*. 2003, s. 2–4.
7. MONTERO, Mara Isabel Milans; CADAVAL, Enrique Romero; GONZALEZ, Fermn Barrero. Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems. *IEEE transactions on power electronics*. 2007, roč. 22, č. 1, s. 229–236.
8. KIM, Hyosung; BLAABJERG, Frede; BAK-JENSEN, Birgitte; CHOI, Jaeho. Instantaneous power compensation in three-phase systems by using pqr theory. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2002, roč. 17, č. 5, s. 701–710.
9. HERRERA, Reyes S; SALMERÓN, Patricio; KIM, Hyosung. Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches, assessment, and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2008, roč. 55, č. 1, s. 184–196.

10. SALAM, Zainal; TAN, Perng Cheng; JUSOH, Awang. Harmonics mitigation using active power filter: A technological review. *Elektrika Journal of Electrical Engineering*. 2006, roč. 8, č. 2, s. 17–26.
11. DOLEN, M; LORENZ, RD. An industrially useful means for decomposition and differentiation of harmonic components of periodic waveforms. In: *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No. 00CH37129)*. 2000, sv. 2, s. 1016–1023.
12. GIRGIS, Adly A; CHANG, W Bin; MAKRAM, Elham B. A digital recursive measurement scheme for online tracking of power system harmonics. *IEEE transactions on Power Delivery*. 1991, roč. 6, č. 3, s. 1153–1160.
13. TAMBOLI, Dipti A; CHILE, RH. Reference signal generation for shunt active power filter using adaptive filtering approach. In: *2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC)*. 2015, s. 766–770.
14. QASIM, Mohammed; KHADKIKAR, Vinod. Application of artificial neural networks for shunt active power filter control. *IEEE Transactions on industrial informatics*. 2014, roč. 10, č. 3, s. 1765–1774.
15. PEREIRA, RR; DA SILVA, CH; SILVA, LE Borges da; LAMBERT-TORRES, G; PINTO, JOP. Improving the convergence time of adaptive notch filters to harmonic detection. In: *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2010, s. 521–525.
16. *Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných distribučních sítí*. Praha, Česká republika, 2010. ČSN EN, 50160. Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví.
17. DUGAN, Roger C; MCGRANAGHAN, Mark F; BEATY, H Wayne. Electrical power systems quality. *New York*. 1996.
18. BOLLEN, Math HJ. Understanding power quality problems. In: *Voltage sags and Interruptions*. IEEE press, 2000.
19. ŠÍMA, Jan. Metodika návrhu automatizovaných měřících systémů. In: *Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava*, 2012.
20. *Projekty modernizace nebo záměny systému řízení (I&C)*. [B.r.]. Dostupné také z: <https://www.skoda-js.cz/reference/projekty-modernizace-nebo-zameny-systemu-rizeni-i-c/>.

21. MARTINEK, Radek; BILIK, Petr; BAROS, Jan; BRABLIK, Jindrich; KAHANKOVA, Radana; JAROS, Rene; DANYŠ, Lukas; RZIDKY, Jaroslav; WEN, He. Design of a Measuring System for Electricity Quality Monitoring within the SMART Street Lighting Test Polygon: Pilot Study on Adaptive Current Control Strategy for Three-Phase Shunt Active Power Filters. *Sensors*. 2020, roč. 20, č. 6, s. 1718.
22. BENHABIB, MC; SAADATE, S. New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame. *Electric Power Systems Research*. 2005, roč. 73, č. 3, s. 353–362.
23. EID, A; ABDEL-SALAM, M; EL-KISHKY, H; EL-MOHANDES, T. Active power filters for harmonic cancellation in conventional and advanced aircraft electric power systems. *Electric Power Systems Research*. 2009, roč. 79, č. 1, s. 80–88.
24. MASSOUD, Ahmed M; FINNEY, Stephen J; WILLIAMS, Barry W. Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter. In: *2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No. 04EX951)*. 2004, s. 154–159.
25. KABIR, Md Ashfanor; MAHBUB, Upal. Synchronous detection and digital control of shunt active power filter in power quality improvement. In: *2011 IEEE Power and Energy Conference at Illinois*. 2011, s. 1–5.
26. TANAKA, Toshihiko; OKAMOTO, Masayuki; HIRAKI, Eiji. Control strategies of active power line conditioners in single-phase circuits. In: *8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia*. 2011, s. 1813–1820.
27. TENTI, Paolo; MATTAVELLI, Paolo; PAREDES, Helmo K Morales. Conservative power theory, sequence components and accountability in smart grids. In: *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*. 2010, s. 37–45.
28. MORTEZAEI, Ali; LUTE, Christopher; SIMOES, M Godoy; MARAFÃO, Fernando P; BOGLIA, Alessandro. PQ, DQ and CPT control methods for shunt active compensators—A comparative study. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2014, s. 2994–3001.
29. FIROUZJAH, KG; SHEIKHOESLAMI, A; KARAMI-MOLLAEI, MR; KHALEGHI, M. A new harmonic detection method for shunt active filter based on wavelet transform. *Journal of Applied Sciences Research*. 2008, roč. 4, č. 11, s. 1561–1568.
30. DRIESEN, Johan; BELMANS, Ronnie. Active power filter control algorithms using wavelet-based power definitions. In: *10th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No. 02EX630)*. 2002, sv. 2, s. 466–471.
31. BHATTACHARYA, Avik; CHAKRABORTY, Chandan. A shunt active power filter with enhanced performance using ANN-based predictive and adaptive controllers. *IEEE transactions on industrial electronics*. 2010, roč. 58, č. 2, s. 421–428.

32. ROUTHU, Brahmaiah; ARUN, N. PI, FUZZY and ANFIS Control of 3-Phase Shunt Active Power Filter. 2013.
33. MARTINEK, Radek; MANAS, Jakub; ZIDEK, Jan; BILIK, Petr. Power quality improvement by shunt active performance filters emulated by artificial intelligence techniques. In: *2nd International Conference on Advances in Computer Science and Engineering (CSE 2013)*. 2013, s. 159–163.
34. BADONI, Manoj; SINGH, Alka; SINGH, Bhim. Comparative performance of wiener filter and adaptive least mean square-based control for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016, roč. 63, č. 5, s. 3028–3037.
35. MARTINEK, Radek; BILIK, J. New strategies for application of recursive least square algorithm in active power filters. In: *8th International Scientific Symposium on Electrical Power Engineering (Elektroenergetika), Stara Lesna, Slovakia*. 2015, s. 344–347.
36. *MODBUS MESSAGING ON TCP/IP IMPLEMENTATION GUIDE V1.0b*. Modbus organization, 2006. Dostupné také z: https://modbus.org/docs/Modbus_Messaging_Implementation_Guide_V1_0b.pdf.
37. MORRIS, Thomas H; JONES, Bryan A; VAUGHN, Rayford B; DANDASS, Yoginder S. Deterministic intrusion detection rules for MODBUS protocols. In: *2013 46th Hawaii International Conference on System Sciences*. 2013, s. 1773–1781.